



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**PŘEPÍNATELNÝ FILTR SIGNÁLU V PÁSMU UKV**

SWITCHABLE FILTER FOR UHF BAND

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Milan Sedlák**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.**

**BRNO 2016**

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Milan Sedlák

**ID:** 164391

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2015/16

**NÁZEV TÉMATU:**

## Přepínatelný filtr signálu v pásmu UKV

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principy realizace vysokofrekvenčních filtrů pro pásmo ultrakrátkých vln a s provedením přepínačů vysokofrekvenčních signálů. Vyhledejte dostupné filtry typu horní propust a vhodné přepínače pro zadané pásmo. Navrhněte přepínatelný vícekanálový filtr pro filtraci signálů v zadaném pásmu. Navržený přepínatelný vícekanálový filtr realizujte a měřením určete jeho parametry. Proveďte zhodnocení výsledků měření. Na jeho základě případně navrhněte potřebné úpravy obvodu pro dosažení vytčených vlastností

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] CARR, J.J. RF Components and Circuits. Boston: Newnes, 2002.

[2] HONG, J.G., LANCASTER, M.J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. New York: Willey, 2004.

**Termín zadání:** 8.2.2016

**Termín odevzdání:** 26.5.2016

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.

**Konzultant bakalářské práce:**

**doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D., předseda oborové rady**

### UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Bakalářská práce se zabývá návrhem přepínatelného vícekanálového filtru v pásmu ultra krátkých vln. Teoretická část je zaměřena na základní vlastnosti a principy realizace frekvenčních filtrů a vysokofrekvenčních přepínačů. Praktická část práce se soustředí na výběr vhodných komponent a kompletní návrh přepínatelného filtru signálu.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Ultra krátké vlny, frekvenční filtr, horní propust, přepínač vysokofrekvenčních signálů.

## **ABSTRACT**

The bachelor thesis deals with the design of multi-channel switchable filter for ultra high frequency band. The theoretical part focuses on a basic features and principles of the realization of frequency filters and high frequency switches. The practical part focuses on the selection of appropriate components and complete design of switchtable signal filter.

## **KEYWORDS**

Ultra high frequencies, frequency filter, high pass, high frequency signal switch.

SEDLÁK, M. *Přepínatelný filtr signálu v pásmu UKV*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2015. 53 s., 16 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Přepínatelný filtr signálu v pásmu UKV jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu doc. Ing. Petru Drexlerovi, Ph.D. za odbornou a pedagogickou pomoc při zpracování mé bakalářské práce.

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>vii</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>ix</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Základní vlastnosti filtrů</b>	<b>2</b>
1.1 Mezní frekvence filtru .....	2
1.2 Amplitudová frekvenční charakteristika.....	2
1.3 Vložný útlum filtru .....	3
1.4 Řád filtru .....	4
<b>2 Filtry pro UKV</b>	<b>5</b>
2.1 Filtry z diskrétních součástek .....	6
2.1.4 Pasivní RC, RL a RLC filtry.....	7
2.1.4 Aktivní RC, RL a RLC filtry .....	7
2.2 Mikropáskové filtry .....	7
2.3 Vlnovody .....	10
2.4 Dutinové rezonátory .....	10
2.5 Helicalové filtry .....	11
2.6 Piezoelektrické filtry .....	12
2.6.1 Monolitické krystalové filtry .....	12
2.6.2 Diskrétní krystalové filtry .....	12
2.6.3 Piezokeramické filtry .....	13
2.7 Filtry s povrchovou akustickou vlnou .....	13
<b>3 Vysokofrekvenční přepínače</b>	<b>15</b>
3.1 Hlavní parametry .....	15
3.1.1 Frekvenční rozsah .....	15
3.1.2 Izolace .....	15
3.1.3 Vložný útlum .....	15
3.1.4 Činitel odrazu a PSV.....	15
3.1.5 Rychlost spínání.....	16
3.1.6 Bod jednodéciblové komprese .....	16

3.1.7	Maximální vstupní výkon .....	16
3.2	Elektromechanické přepínače .....	17
3.2.1	Vysokofrekvenční relé .....	17
3.2.2	MEMS.....	17
3.3	Polovodičové přepínače .....	18
3.3.1	PIN diody .....	18
3.3.2	FET tranzistory .....	19
3.3.3	Hybridní přepínače .....	20
<b>4</b>	<b>Návrh přepínatelného filtru signálu</b>	<b>22</b>
4.1	Zpracovávané frekvenční pásmo .....	22
4.2	Volba VF přepínače .....	25
4.2.1	HMC252QS24E.....	25
4.3	Volba vhodných filtrů .....	27
4.3.1	Filtry firmy Mini–circuits .....	28
4.3.2	Filtry firmy Coilcraft .....	29
4.4	Návrh desky plošných spojů .....	30
4.4.1	Otevřené nesymetrické mikropáskové vedení .....	30
4.4.2	Koplanární vlnovod s pokoveným substrátem.....	32
4.4.3	Provedení desek .....	35
<b>5</b>	<b>Řídící modul přepínatelného filtru signálu</b>	<b>38</b>
5.1	Řídící program .....	39
5.2	Napájení obvodu .....	41
<b>6</b>	<b>Výsledné zařízení</b>	<b>42</b>
<b>7</b>	<b>Výsledky měření</b>	<b>43</b>
7.1	Deska plošných spojů s jednotnou délkou filtračních kanálů.....	43
7.2	Deska plošných spojů s rozdílnou délkou filtračních kanálů .....	47
<b>8</b>	<b>Závěr</b>	<b>49</b>
	<b>Literatura</b>	<b>50</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>52</b>
<b>A</b>	<b>Grafy naměřených hodnot</b>	<b>54</b>
A.1	Deska plošných spojů s jednotnou délkou filtračních kanálů.....	54

A.2	Deska plošných spojů s rozdílnou délkou filtračních kanálů .....	58
<b>B</b>	<b>Návrh zařízení</b>	<b>62</b>
B.1	Obvodové zapojení přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV .....	62
B.2	Obvodové zapojení řídicího modulu přepínače .....	63
B.3	Deska plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV (jednotná délka kanálů) – top (strana součástek) .....	64
B.4	Deska plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV (jednotná délka kanálů) – bottom (strana spojů) .....	64
B.5	Deska plošných spojů up_boardu (jednotná délka kanálů) – top (strana součástek) .....	65
B.6	Deska plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV (rozdílná délka kanálů) – top (strana součástek) .....	65
B.7	Deska plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV (rozdílná délka kanálů) – bottom (strana spojů) .....	66
B.8	Deska plošných spojů up_boardu (rozdílná délka kanálů) – top (strana součástek) .....	66
B.9	Deska plošných spojů řídicího modulu přepínače – bottom (strana spojů) .....	67
<b>C</b>	<b>Seznam součástek</b>	<b>68</b>
C.1	Seznam součástek pro desku plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV .....	68
C.2	Seznam součástek pro desku plošných spojů řídicího modulu .....	69
C.3	Seznam součástek pro desku plošných spojů up_boardu .....	69



# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1	Ideální amplitudová frekvenční charakteristika filtru typu HP .....	3
Obrázek 2.1	Rozdělení frekvenčních pásem [1] .....	5
Obrázek 2.2	Základní mikropásková struktura [2].....	8
Obrázek 2.3	Zobrazení vektorů intenzit elektrického (E) a magnetického (H) pole v okolí mikropásku [3].....	8
Obrázek 2.4	Realizace DP pomocí mikropásku, včetně ekvivalentního schéma [5] ....	9
Obrázek 2.5	Dutinový rezonátor s bezkontaktním pístem [3].....	11
Obrázek 2.6	Úzkopásmový DCF s piezoelektrickými rezonátory [13] .....	13
Obrázek 2.7	Základní uspořádání SAW filtru [14] .....	13
Obrázek 3.1	Bod jednodéciblové komprese [9] .....	16
Obrázek 3.2	Detailní záběr na strukturu MEMS [10] .....	17
Obrázek 3.3	Závislost odporu PIN diody na pracovním proudu [11] .....	18
Obrázek 3.4	Jednoduchý přepínač využívající PIN diody [11].....	19
Obrázek 3.5	Jednoduchý přepínač využívající FET tranzistory [11].....	20
Obrázek 4.1	Základní koncept přepínatelného vícekanálového filtru.....	22
Obrázek 4.2	Vliv rušení na námi hledaný signál (simulace v prostředí Matlab) [20]	23
Obrázek 4.3	Vliv filtru s $f_m = 200$ MHz na procházející signál [20].....	23
Obrázek 4.4	Vliv filtru s $f_m = 300$ MHz na procházející signál [20].....	24
Obrázek 4.5	Vliv filtru s $f_m = 500$ MHz na procházející signál [20].....	24
Obrázek 4.6	Vnitřní uspořádání HMC252QS24E přepínače [16] .....	26
Obrázek 4.7	Vložný útlum přepínače HMC252QS24E pro napájecí napětí 5 V [16]	26
Obrázek 4.8	Grafický průběh vloženého útlumu v závislosti na frekvenci [17].....	29
Obrázek 4.9	Vložný útlum vybraných filtrů [18].....	30
Obrázek 4.10	Výstup matlabovského skriptu – návrh otevřeného nesymetrického mikropáskového vedení .....	32
Obrázek 4.11	Detail struktury CB–CPW vedení [23].....	33
Obrázek 4.12	Výstup matlabovského skriptu – návrh CB–CPW vedení.....	34
Obrázek 4.13	Výstup matlabovského skriptu – graf pro návrh CB–CPW vedení .....	36
Obrázek 4.14	Realizace přepínatelného filtru s jednotnou délkou kanálů .....	37
Obrázek 4.15	Realizace přepínatelného filtru s odlišnou délkou kanálů .....	37
Obrázek 5.1	Mikrokontrolér PIC16F690 [19].....	38
Obrázek 5.2	Využití paměti Mikrokontroléru .....	40

Obrázek 5.3	Bottom strana DPS řídicího modulu .....	40
Obrázek 5.4	Top strana DPS řídicího modulu .....	41
Obrázek 6.1	Výsledné zařízení.....	42
Obrázek 7.1	Modul vstupní impedance v závislosti na frekvenci (pro nefiltrovaný kanál) .....	43
Obrázek 7.2	Fáze vstupní impedance v závislosti na frekvenci (pro nefiltrovaný kanál) .....	44
Obrázek 7.3	Srovnání S21 parametru pro všechny filtrační kanály.....	44
Obrázek 7.4	Vliv filtrace na časový průběh testovacího signálu .....	46
Obrázek 7.5	Vliv filtrace na spektrum testovacího signálu.....	46
Obrázek 7.6	Modul vstupní impedance v závislosti na frekvenci (pro nefiltrovaný kanál) .....	47
Obrázek 7.7	Fáze vstupní impedance v závislosti na frekvenci (pro nefiltrovaný kanál) .....	47
Obrázek 7.8	Srovnání S21 parametru pro všechny filtrační kanály.....	48
Obrázek A.1	S parametry při stavu „OFF“ .....	54
Obrázek A.2	S parametry bez filtrace signálu.....	54
Obrázek A.3	S parametry pro mezní frekvenci 150 MHz.....	55
Obrázek A.4	S parametry pro mezní frekvenci 300 MHz.....	55
Obrázek A.5	S parametry pro mezní frekvenci 500 MHz.....	56
Obrázek A.6	S parametry pro mezní frekvenci 800 MHz.....	56
Obrázek A.7	Změna fáze na jednotlivých kanálech.....	57
Obrázek A.8	S parametry při stavu „OFF“ .....	58
Obrázek A.9	S parametry bez filtrace signálu.....	58
Obrázek A.10	S parametry pro mezní frekvenci 150 MHz.....	59
Obrázek A.11	S parametry pro mezní frekvenci 300 MHz.....	59
Obrázek A.12	S parametry pro mezní frekvenci 500 MHz.....	60
Obrázek A.13	S parametry pro mezní frekvenci 800 MHz.....	60
Obrázek A.14	Změna fáze na jednotlivých kanálech.....	61

# SEZNAM TABULEK

Tabulka 3.1	Přehled základních vlastností vysokofrekvenčních přepínačů .....	21
Tabulka 4.1	Srovnání základních parametrů jednotlivých VF přepínačů.....	27
Tabulka 4.2	Základní vlastnosti zvolených filtrů od firmy Mini-circuits .....	28
Tabulka 4.3	Tabulka zvolených filtrů od firmy Coilcraft.....	29
Tabulka 4.4	Srovnání mikropáskového a CB-CPW vedení.....	35
Tabulka 5.1	Pravdivostní tabulka přepínače HMC252QS24E [16].....	39

# ÚVOD

Cílem bakalářské práce je vytvořit vícekanálový přepínatelný filtr signálu, jehož účelem je zlepšení účinnosti systému anténních senzorů. Tento systém snímá elektromagnetické (EM) signály vyzařované částečnými výboji ve výkonových transformátorech v oblasti ultra krátkých vln (UKV). Pro zajištění lepší účinnosti celého systému je nutné odfiltrovat nežádoucí frekvenční složky, které jsou způsobeny vnějšími i vnitřními rušeními. Tyto rušivé signály se pohybují ve frekvenčním spektru do stovek MHz a ruší tak detekční systém soustavy anténních senzorů, který pak získává nepřesná data zhoršující detekci výbojů.

V teoretické přípravě se práce zabývá základními vlastnostmi filtrů potřebných k vhodnému výběru filtrů využitých v systému. Následně se práce zabývá jednotlivými metodami realizace těchto filtrů pracujících v pásmu UKV. Každý princip realizace je stručně popsán, přičemž zaměření je především na praktičnost při využití v detekčním systému. Vzhledem k tomu, že UKV pásmo je na hranici vysokofrekvenční (VF) a mikrovlnné techniky, jsou pro systém popsány i „nevhodné“ filtry, čímž je problematika popsána komplexněji. Dále jsou popsány možnosti a vlastnosti VF přepínačů, ale také principy jejich realizace. Vzhledem k faktu, že VF přepínače tvoří důležitou část návrhu, je zde uvedeno hned několik hlavních parametrů a principů realizace. Tato kapitola je poté zakončena stručnou tabulkou, která porovnává základní vlastnosti jednotlivých technologií.

Praktická část se již věnuje praktickému návrhu vícekanálového přepínatelného filtru opřeného o jeho základní koncept a myšlenku. Na základě simulací jsou vhodně zvoleny jednotlivé filtry, u kterých byl mimo jiné kladen důraz především na jednoduchost, kompaktnost a rozměry. Pro rozvod signálu po cestě byly uvažovány dva typy VF vedení, přičemž pro jednotlivé návrhy byl napsán program v prostředí Matlab. Na základě výsledků byl zvolen koplanární vlnovod s pokoveným substrátem a proveden návrh samotné desky plošných spojů (DPS) přepínatelného filtru. Protože celý systém pracuje na vyhodnocování časového rozdílu při příjmu signálu, je při návrhu kladen důraz na jednotnou délku jednotlivých kanálů. Pro porovnání byla také realizována DPS, u které je naopak kladen důraz na co nejkratší délky kanálů. Pro řízení přepínatelného filtru byl sestaven řídicí modul, který kromě generování řídicích logických úrovní slouží také k přepínání mezi jednotlivými kanály a zobrazování jejich mezních frekvencí.

Přepínatelný filtr je popsán především jeho S parametry, které umožňují snadnou interpretaci a srovnání výsledků. Pro podrobnější zjištění vlastností přepínatelného filtru byl také na vstup filtru přiveden testovací signál, umožňující sledovat změny v časové oblasti. S touto příležitostí byla také pomocí vestavěného modulu osciloskopu počítána rychlá fourierova transformace (FFT) potvrzující předem očekávané výsledky.

# 1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI FILTRŮ

Frekvenční filtry jsou obecně dvojbrany, jejichž hlavním úkolem je filtrovat frekvenční složky zpracovávaného signálu. Jedná se tedy o selektivní filtry, které jsou uzpůsobeny tak, aby některé frekvenční složky potlačovaly (tzv. nepropustné pásmo, pásmo útlumu) a jiné naopak propouštěly, ideálně bez útlumu (propustné pásmo).

Při zpracování libovolného signálu patří frekvenční filtry k základním stavebním blokům všech elektronických obvodů, i přestože funkce obvodu může být zcela odlišná. Ať už se jedná o rekonstrukční filtry využívajících se v D/A převodnících, radiotechnice či korekční filtry, které jsou užity například v elektroakustice, atp.

O tom, jaké frekvenční složky budou nebo nebudou potlačeny, rozhoduje především typ filtru a jeho mezní frekvence  $f_m$ . Dle tohoto kritéria jsou filtry rozděleny na čtyři hlavní skupiny – horní propust (HP), dolní propust (DP), pásmovou propust (PP) a pásmovou zádrž (PZ).

## 1.1 Mezní frekvence filtru

Mezní frekvence filtru je asi nejdůležitější parametr jakéhokoliv filtru. Je to frekvence, při které nastává pokles přenosu o 3 dB. Jinými slovy je to frekvence, při které výstupní napětí poklesne na hodnotu  $0,707 \cdot U_1$ . Právě tato frekvence je mezníkem, mezi pásmem propustnosti a nepropustnosti.

Horní propust propouští pouze ty frekvenční složky signálu, které jsou vyšší než mezní frekvence filtru. Oproti tomu dolní propust propouští jen frekvenční složky o nižších frekvencích, tedy  $f < f_m$ , kde  $f$  je frekvence zpracovávaného signálu. Spojením vlastností DP a HP získáváme pásmovou propust, jejíž vlastnost je ta, že propouští pouze ty složky signálu, které se nacházejí mezi horní mezní ( $f_{m1}$ ) a dolní mezní ( $f_{m2}$ ) frekvencí. Opakem PP je pásmová zádrž. PZ nepropouští frekvenční složky signálu nacházející se mezi mezními frekvencemi  $f_{m1}$  a  $f_{m2}$ . Pro PP a PZ je také definovaná šířka pásma (*bandwidth*), která udává rozdíl mezi  $f_{m2}$  a  $f_{m1}$  při zachování poklesu o 3 dB. Na základě toho je možné pak definovat filtry jako širokopásmové (velká šířka pásma), či úzkopásmové (malá šířka pásma). Střed tohoto pásma je pak znám jako střední kmitočet.

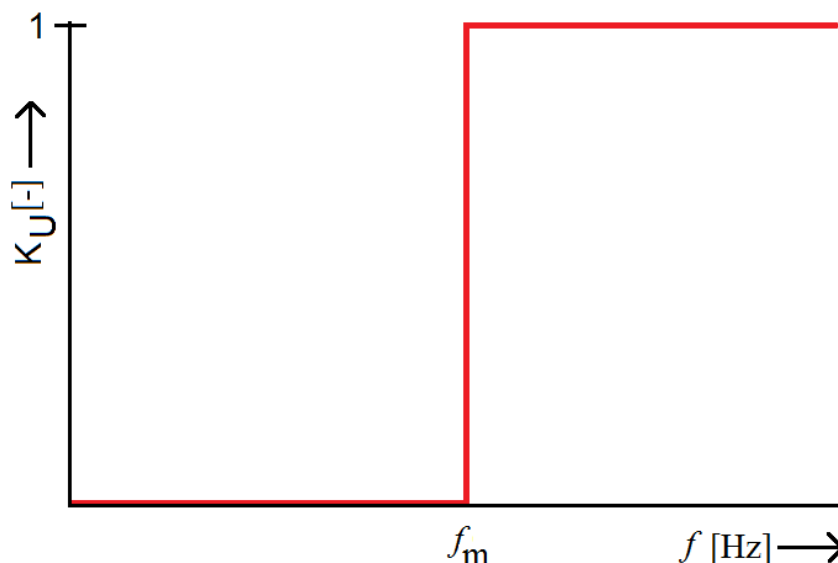
## 1.2 Amplitudová frekvenční charakteristika

Vlastnosti filtrů jsou často vyjádřeny pomocí amplitudové (modulové) frekvenční charakteristiky (AFCH). To je závislost modulu napětíového (popřípadě proudového) přenosu na frekvenci. Modul napětíového přenosu je obecně

$$A_U = K_U = \frac{U_2}{U_1}, \quad (1.1)$$

kde  $U_2$  je napětí na výstupní bráně a  $U_1$  je napětí na vstupní bráně filtru. Protože  $K_U$  je dán podílem dvou napětí, jedná se o bezrozměrnou veličinu, avšak dost často se využívá přepočet na decibely. AFCH vypovídá tedy o tom, jak se změní amplituda signálu po

průchodu filtrem. Stejně jako AFCH, je často používána i fázová frekvenční charakteristika (FFCH). Ta udává, jak se změní fáze signálu po průchodu filtrem.



Obrázek 1.1 Ideální amplitudová frekvenční charakteristika filtru typu HP

Na obrázku 1.1 vidíme ideální AFCH filtru typu HP. Pro frekvence  $f < f_m$  je napěťový přenos nulový – na výstupu takového filtru tedy není žádné napětí. Pro frekvence  $f > f_m$  je pak  $K_U = 1$  (0 dB). Filtr nevykazuje žádný útlum a tak platí, že  $U_2 = U_1$ .

Tato charakteristika je ideální a v reálných podmínkách není možné jí dosáhnout, je možné se jí pouze přiblížit. V reálné praxi se pro průběh využívají aproximační funkce, přičemž každá z těchto funkcí má typický průběh. Příklady používaných aproximačních funkcí mohou být Butterworthova, Čebyševova a Besselova.

To, jaký přenos bude mít filtr v pásmech propustnosti a nepropustnosti, nám udává parametr vložný útlum.

### 1.3 Vložný útlum filtru

Vložný útlum filtru [dB] udává, jak moc bude signál utlumen po projití filtrem. V pásmu propustnosti by měl být útlum ideálně nulový – signál by tedy neměl být tlumen a jeho amplituda by měla být na vstupu i výstupu rovna. V pásmu nepropustnosti je pak žádoucí, aby byl útlum ideálně nekonečný a výstupní signál se rovnal nule (viz obrázek 1.1). Těmto ideálním požadavkům je opět možné se pouze přiblížit. Běžný útlum v propustném pásmu se u vysokofrekvenčních filtrů může pohybovat ve zlomcích decibelu. V nepropustném pásmu je pak pro integrované filtry běžný útlum řádově desítek dB. To, jaký má filtr útlum v propustném a nepropustném pásmu, je dáno principem filtru a konkrétním kmitočtem na kterém je útlum sledován.

## 1.4 Řád filtru

Frekvenční filtry jsou různých řádů. Filtry 1. řádu, 2. řádu atd. Řád filtru udává, s jakou strmostí se mění průběh AFCH při přechodu z propustného do nepropustného pásma nebo naopak. Na obrázku 1.1 je ideální nekonečná strmost filtru, tedy skoková změna mezi pásmem propustnosti a nepropustnosti. Čím vyšší je řád filtru, tím vyšší je i strmost přechodu. Strmost přechodu se udává v decibelech na dekádu. Pro filtry 1. řádu platí, že mají strmost -20 db/dekádu, filtry 2. řádu mají -40dB/dekádu atp. Při výrobě filtrů je pak obvykle vhodné mít co největší strmost, a tedy i řád filtru, s tím ovšem přicházejí komplikace v podobě náročnosti návrhu či ceny. Proto je vždy nutné najít kompromis mezi dostatečnou strmostí a realizovatelností filtru.

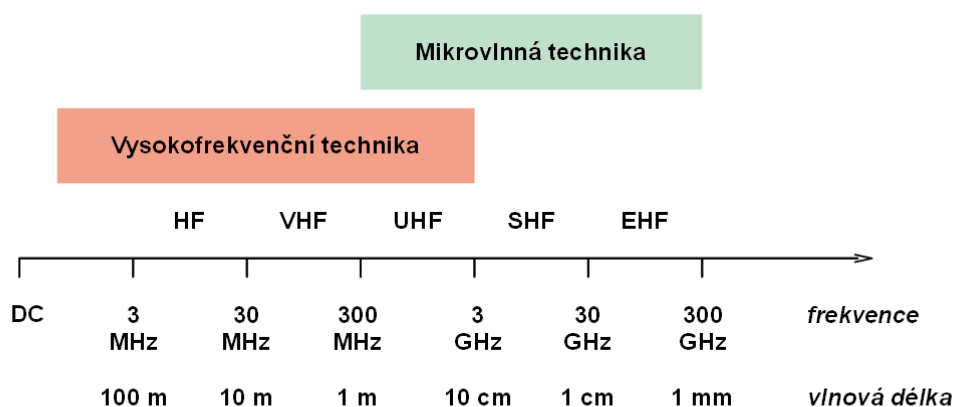
Existuje celá řada dalších vlastností filtrů, ať už se jedná o maximální úroveň vstupního napětí, dynamický rozsah, teplotní závislost, ale i dostupnost na trhu atp. Záleží jen na požadavcích při návrhu, a zda je daný parametr pro návrh důležitý či nikoliv.

## 2 FILTRY PRO UKV

Zkratka UKV označuje pásmo EM vln, jejichž vlnová délka  $\lambda$  se pohybuje v rozmezí 1 – 0,1m. Tomu odpovídá frekvenční pásmo 300 – 3000 MHz, určené ze vztahu:

$$f = \frac{c}{\lambda}, \quad (2.1)$$

kde  $c$  představuje rychlost šíření světla ve vakuu ( $3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$ ),  $f$  je frekvence elektromagnetické vlny, a  $\lambda$  je již výše zmiňovaná vlnová délka. V anglicky psané literatuře je pro UKV pásmo používá zkratka odvozená z frekvenčního vyjádření UHF – Ultra High Frequencies.



Obrázek 2.1 Rozdělení frekvenčních pásem [1]

Na obrázku 2.1 můžeme kromě rozdělení frekvenčních pásem (*DC – stejnosměrný signál, HF – krátké vlny, VHF – velmi krátké vlny, UHF – ultra krátké vlny, SHF – centimetrové vlny, EHF – milimetrové vlny*) také vidět, že námi zpracovávané pásmo je na rozhraní vysokofrekvenční a mikrovlňné techniky.

Při práci s jakýmkoliv obvodem je vždy nutné rozlišit, zda se jedná o obvod se soustředěnými, či rozprostřenými parametry. Obvody s rozprostřenými parametry jsou takové, u kterých je jejich fyzický rozměr srovnatelný s délkou vlny. V takovýchto obvodech jsou napětí a proudy funkcemi nejen času, ale i prostoru. Za obvod s rozprostřenými parametry lze považovat už takový, u kterého je fyzický rozměr  $l$  části určené pro přenos signálu

$$l \approx \lambda/20, \quad (2.2)$$

kde  $\lambda$  je vlnová délka přenášeného signálu.

Oproti tomu obvody se soustředěnými parametry jsou takové, u kterých lze napsat:

$$l < \lambda/20, \quad (2.3)$$

U obvodů se soustředěnými parametry (se kterými je možné se setkat především v nižších frekvenčních pásmech) je právě díky rozměrům umožněno zanedbat rozměrové



relace a považovat tak obvod za tzv. kvazistacionární systém – systém, u kterého můžeme předpokládat nulovou změnu fáze a rychlost šíření signálu za teoreticky nekonečnou. U obvodů s rozprostřenými parametry již není možné zanedbat rozměrové relace. Okamžitá hodnota signálu v takovémto obvodu je tedy ovlivněna i prostorovými souřadnicemi.

Protože obvody v pásmu UKV jsou právě na hraně soustředěných a rozložených parametrů, je při realizaci filtru nutné zvážit, jaké součástky mohou a nemohou být použity. Technologicky je možné filtr sestavit buďto z diskrétních součástek nebo využít již zhotovený monolitický integrovaný obvod (MIO). Právě s uvažováním soustředěných a rozložených parametrů, parazitních jevů (např. vlastní indukčnost), frekvenční závislosti, teplotní závislosti, selektivity, ale i velikosti součástek, je nutné při návrhu filtru počítat.

## 2.1 Filtry z diskrétních součástek

V dnešní době již není problém vyrobit diskrétní součástky, které je možné využít i v pásmech UKV, nicméně se zvyšující se frekvencí se vždy zhoršují jejich vlastnosti. Filtr je možné realizovat jako pasivní, kdy v obvodu není využit žádný aktivní prvek, jako je třeba operační zesilovač (OZ), nebo aktivní, u kterého je využit např. již zmíněný OZ.

Při konstrukci filtrů je využíváno základních obvodových součástek, tedy rezistorů, cívek a kondenzátorů. Právě vhodným uspořádáním takovýchto prvků je možné realizovat filtry všech typů propustí. Na frekvenční vlastnosti má největší vliv kapacita kondenzátoru  $C$  a indukčnost cívky  $L$ , čehož se při návrhu hojně využívá. Jak je z teorie obvodů známo, kondenzátory a cívky jsou závislé na frekvenci zpracovávaného signálu, která určuje jejich chování v obvodu, především tedy jejich reaktanci.

Vliv frekvence na reaktanci kondenzátoru je dán vztahem:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f \cdot C} , \quad (2.4)$$

kde  $X_c$  je reaktance kondenzátoru,  $f$  je frekvence zpracovávaného signálu a  $C$  je kapacita kondenzátoru. Frekvence signálu je ve jmenovateli, tedy se zvyšující se frekvencí klesá reaktance kondenzátoru. Oproti tomu u cívky je situace opačná, její reaktance je dána vztahem:

$$X_L = 2\pi f \cdot L , \quad (2.5)$$

kde  $X_L$  je reaktance cívky,  $f$  je frekvence zpracovávaného signálu a  $L$  je indukčnost cívky. Vztah tedy vyjadřuje, že čím vyšší frekvence signálu bude, tím větší bude i reaktance dané cívky.

Rovnicemi 2.4 a 2.5 je možné obvodové prvky popsat pouze v určitém pásmu nízkých frekvencí. Na vyšších frekvencích se již začínají uplatňovat jiné jevy, jako povrchový jev (slangově skinefekt z anglického *skin-effect*), vlastní rezonanční frekvence cívek, aj. Chování RLC prvků je poté popsáno jejich náhradním schématem. Příkladem může být parazitní kapacita rezistoru, která se začíná uplatňovat již na frekvencích v řádech kHz. Čím menší je odpor rezistoru, tím se vliv parazitní kapacity projevuje až od vyšších frekvencí – na vyšších frekvencích je tedy nevhodné používat rezistory s vysokou hodnotou odporu.

Proto je před návrhem vždy nutné zjistit frekvenční parametry použitých prvků. Jak bylo uvedeno na začátku kapitoly, je nutné brát potaz i délku EM vlny zpracovaného signálu. Právě na vyšších frekvencích přestává platit podmínka (2.3), a obvod se začíná chovat jako obvod s rozprostřenými parametry. Při návrhu filtrů je tedy nutné brát v potaz i tento fakt a spoje mezi jednotlivými prvky vytvářet co nejkratší. Nicméně, od určitých frekvencí jsou i rozměry součástek natolik velké, že přestávají platit návrhová pravidla, dle kterých byl daný obvod vytvořen.

Filtry z diskretních součástek mají obrovskou výhodu v možnosti přeladitelnosti, avšak s rostoucími požadavky na zpracovávané pásmo roste i obtížnost návrhu.

#### 2.1.4 Pasivní RC, RL a RLC filtry

Jak již bylo výše uvedeno, pasivní filtr nevyužívá žádných aktivních součástek. Je zde využito pouze frekvenčních vlastností pasivních obvodových prvků.

Hlavní výhody pasivních filtrů jsou ty, že jde o levné a jednoduché řešení filtrace signálu, přičemž je možné zpracovávat i signály s vysokou výkonovou úrovní. Stejně tak není nutné napájet žádné aktivní prvky, díky čemuž je celé zapojení jednodušší. Mezi hlavní nevýhody patří fakt, že maximální přenos (stejně jako u všech typů pasivních filtrů) je roven 1.

#### 2.1.4 Aktivní RC, RL a RLC filtry

Při konstrukci filtrů nastává největší problém s výběrem cívky. To je způsobeno jejich kvalitou, rozměry a hlavně vlastní rezonanční frekvencí (*SRF – Self Resonance Frequency*), která rozhoduje o tom, do jakých frekvencí je možné cívku využívat. Vzhledem k těmto vlastnostem se cívky nahrazují „umělými“ induktory, kdy pomocí vhodného zapojení aktivních (nejčastěji OZ), a pasivních (kondenzátor) součástek můžeme realizovat indukčnost.

Výhodou aktivních filtrů je to, že nejsou omezeny maximálním přenosem 1, ale můžou signál i aktivně zesilovat. Díky OZ je poté možné realizovat filtry s mnohem větší strmostí, než jaké je dosaženo u filtrů pasivních. Nevýhodou je frekvenční omezení aktivním prvkem, který je mimo jiné potřeba i externě napájet.

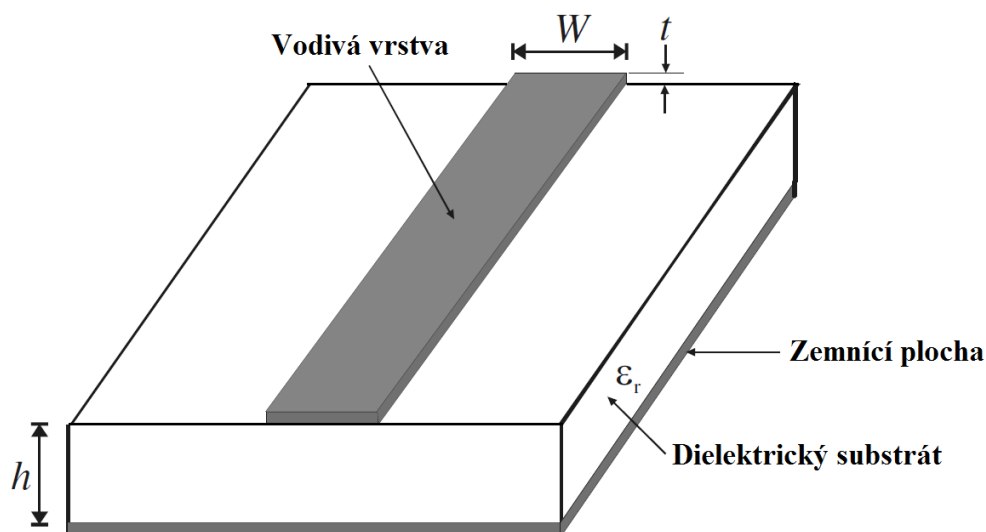
Použitím laditelného prvku (potenciometr, kapacitní trimr, varikap, atp.) je možné snadno realizovat přeladitelný filtr.

## 2.2 Mikropáskové filtry

Jak už je z názvu patrné, mikropáskové filtry (MF) využívají k filtraci signálu vlastnosti kompaktního přenosového vedení (mikropásku). Jedná se o vodivou vrstvu nanesenou na dielektrické podložce (substrátu). Použitím vhodného motivu je následně možné realizovat filtr požadovaných vlastností. Na samotný substrát je poté z druhé strany substrátu nanášena vodivá vrstva realizující zemnicí plochu, díky čemuž se EM vlna šíří z větší části v substrátu a nikoli v okolí.

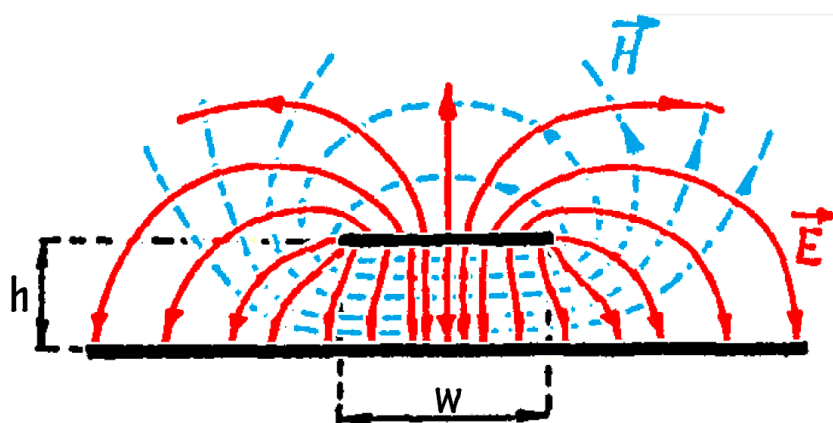
Na obrázku 2.2 vidíme základní mikropáskovou strukturu – vedení, kde  $W$  označuje šířku a  $t$  tloušťku mikropáskového vedení. Symbol  $h$  reprezentuje výšku a  $\epsilon_r$  značí

relativní permitivitu dielektrického substrátu.



Obrázek 2.2 Základní mikropásková struktura [2]

Při řešení obvodů s mikropáskovým vedením se nám pracovní oblast rozděluje na dvě části. První oblast tvoří dielektrikum obklopující strukturu (nejčastěji vzduch), druhou pak samotný substrát s vlastní  $\epsilon_r$ . Z toho je patrné, že celková struktura je nehomogenní, čili nešíří se zde čistá TEM vlna (TEM je vlna, jejíž vektory elektrické a magnetické intenzity jsou kolmé jednak na sebe, ale i ke směru šíření vlny. Šířící se EM vlna tedy neobsahuje žádnou složku rovnoběžnou se směrem šíření), ale šíří se zde hybridní elektromagnetická vlna HEM s disperzí. Současně nemůžeme zanedbat rozptylové EM pole vznikající kolem vodivé vrstvy. V důsledku toho není šířící se vlna závislá pouze na materiálových vlastnostech, ale i na fyzických rozměrech mikropásku. Řešením těchto problémů se při výběru filtru není nutno zabývat, avšak v praktické části návrhu bude nutné řešit návrh mikropáskového vedení.



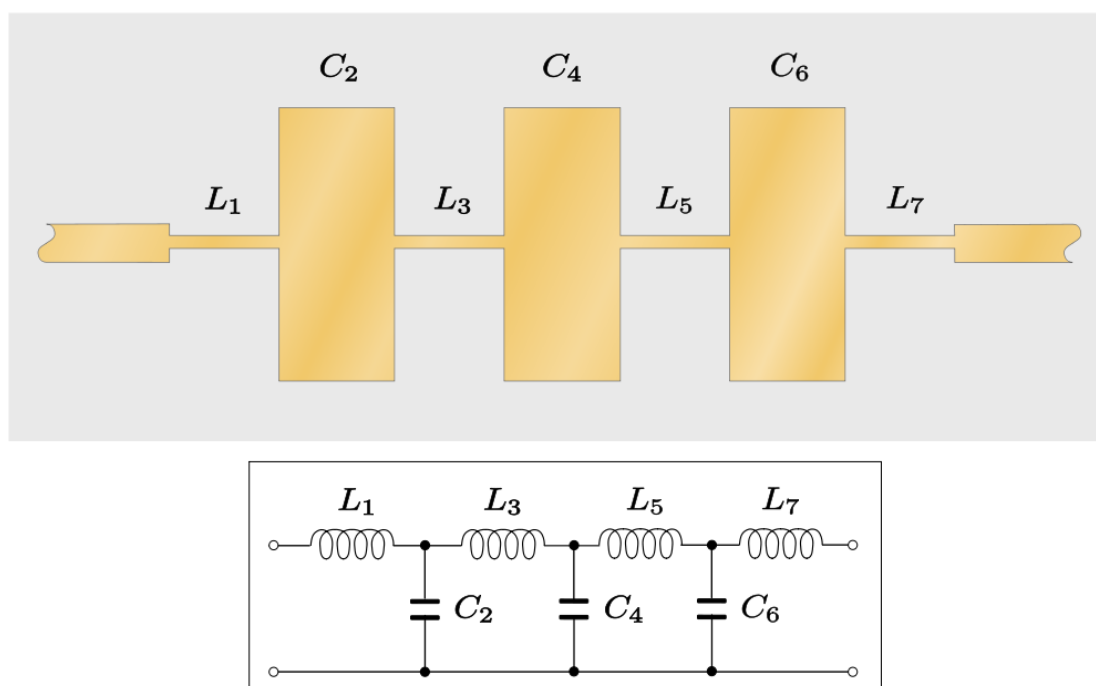
Obrázek 2.3 Zobrazení vektorů intenzit elektrického ( $\vec{E}$ ) a magnetického ( $\vec{H}$ ) pole v okolí mikropásku [3]

U MF je využito poznatků o EM vlnách a teorii vedení. Příkladem může být tzv. čtvrtvlnné vedení (délka takového vedení je  $\lambda/4$ ) zakončeného nakrátko (zkratem). Takováto kombinace se ve výsledku chová jako paralelní rezonanční obvod. Oproti tomu čtvrtvlnné vedení naprázdno (konce vedení jsou rozpojeny) se chová jako sériový rezonanční obvod.

Podobnými způsoby je možné realizovat všechny typy propustí, nicméně realizovat HP lze obtížně. Obvykle se filtry HP realizují tak, že se navrhne PP, ale s velmi vysokou horní mezní frekvencí  $f_{m2}$ . Takové filtry jsou pak označovány jako tzv. pseudo–horní propusti.

O jaký filtr se jedná je dáno motivem mikropásku, přičemž existuje celá řada konstrukcí. To, jakým způsobem bude daný filtr vytvořen, je pak dáno především požadavky na druh filtru, mezní frekvenci, šířku pásma, útlum filtru a dalších parametrech.

Na obrázku 2.4 vidíme příklad realizace filtru typu DP pomocí mikropásku, včetně ekvivalentního schématu. Jak je patrné, jednotlivé úseky mikropásku realizují funkci cívek, či kondenzátorů. Vhodným uspořádáním takovýchto struktur je pak vytvořen požadovaný filtr.



Obrázek 2.4 Realizace DP pomocí mikropásku, včetně ekvivalentního schéma [5]

MF filtry se využívají především na vyšších frekvencích. Teoreticky je možné využívat je od frekvencí řádově stovek MHz, avšak jejich rozměry jsou na takových vlnových délkách značné. Tudíž je nepraktické je používat na frekvencích nižších než jsou jednotky GHz. Výhodou MF filtrů je velmi široké zpracovávané frekvenční pásmo, které je limitováno snad jen nízkými frekvencemi. Další, téměř největší výhodou je, že při vlastní realizaci je cena takových filtrů téměř nulová, protože filtr je složen pouze ze substrátu a vodivého motivu. K nevýhodám je vhodné zařadit například fakt, že návrh

takových filtrů je poměrně sofistikovaný, nicméně existuje celá řada počítačových programů, které tento návrh usnadňují.

## 2.3 Vlnovody

Vlnovody jsou jedním ze základních stavebních prvků v oblasti mikrovlnné techniky. Jedná se o duté těleso s vodivým pláštěm, nejčastěji obdélníkového nebo kruhového průřezu, vyplněné dielektrikem, které je ve většině případů tvořeno vzduchem. Vlnovody jsou využívány jako přenosové vedení, jehož příčné rozměry jsou srovnatelné s vlnovou délkou signálu.

Základní vlastností vlnovodu je ta, že se v něm může šířit EM vlna vstupního signálu jen tehdy, je-li její frekvence vyšší, než tzv. kritická (mezní) frekvence vlnovodu  $f_m$ . Vlnovod se tedy chová jako vedení jen v případě, že  $f > f_m$ , přičemž mezní frekvence nejčastěji používaného, obdélníkového vlnovodu je dán vztahem [3]:

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon\mu}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (2.6)$$

kde  $f_m$  je kritická frekvence vlnovodu,  $\epsilon$  označuje permitivitu a  $\mu$  permeabilitu. Dále  $m$  a  $n$  označují tzv. vidová čísla charakterizující rozložení EM pole ve vlnovodu. V poslední řadě  $a$ ,  $b$  jsou rozměry vlnovodu.

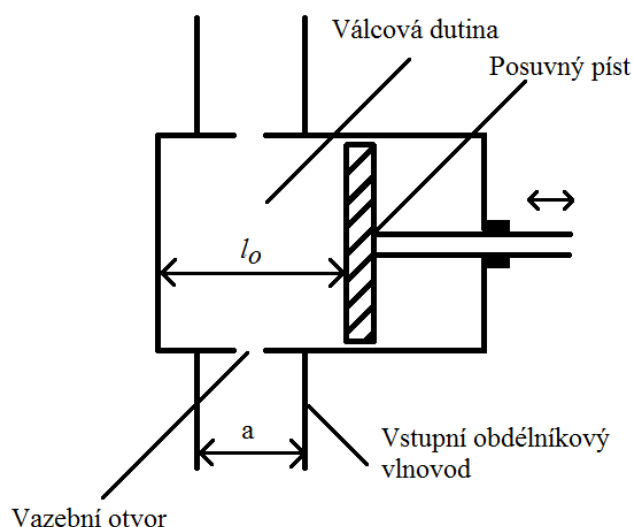
S úvahou, že vlnovod umožňuje vést signál jen o vyšších frekvencích, než je jeho kritická frekvence, je možné na něj nahlížet jako na filtr horní propust. Nicméně vlnovod je běžně využíván až na frekvencích řádově GHz, protože rozměry vlnovodu pro mezní frekvence v řádech MHz by byly příliš velké.

## 2.4 Dutinové rezonátory

Dutinové rezonátory, stejně jako vlnovody, se používají především v pásmech centimetrových (SHF) a milimetrových (EHF) vln. Jedná se o dutinu (avšak tvar může být zcela obecný) vyplněnou dielektrikem, přičemž celý prostor je uzavřen kovovým vodivým pláštěm. K největším přednostem dutinových rezonátorů patří jejich vlastní činitel jakosti  $Q_0$ , který se řádově pohybuje v rozmezí  $10^3 - 10^5$ .

Jak už je z názvu patrné, princip funkce dutinových rezonátorů spočívá v tom, že na určité vlastní rezonanční frekvenci (SRF) se většina energie EM pole nachází právě v dutině vyplněné dielektrikem – přenos signálu tedy výrazně klesá.

Rezonanční frekvence je závislá na rychlosti šíření signálu, daná použitým dielektrikem, rozložením EM pole, určeného tzv. vidovými čísly a také rozměry dutiny. Právě využití poznatku, že rezonanční frekvence je závislá na rozměrech dutiny, je možné realizovat laditelné rezonátory. To je využito u válcových rezonátorů, kde je poloha pístu, u kterého je možné měnit hloubku vniku do dutiny, určuje  $f_0$ .



Obrázek 2.5 Dutinový rezonátor s bezkontaktním pístem [3]

Na obrázku 2.5 vidíme právě princip přeladitelnosti dutinových rezonátorů – tedy změnu rozměrů dutiny, v tomto případě pomocí posuvného pístu.  $l_0$  určuje vzdálenost pístu od stěny dutiny,  $a$  je rozměr vstupního obdélníkového vlnovodu.

Dutinové rezonátory se dále dělí dle tvaru dutiny určující jejich vlastnosti – především rezonanční frekvenci, ale také rozložení EM vln. Mezi typické zástupce patří kvádrové rezonátory, válcové rezonátory a koaxiální rezonátory.

Z principu dutinových rezonátorů vyplývá, že jsou vhodné především k vytváření filtrů typu PP, PZ. Zda se jedná o PP či PZ je poté dáno způsobem, kterým je rezonátor připojen do obvodu. Opomenut nesmí být ani fakt, že dutinový rezonátor je většinou vytvořený většinou z nerezové oceli a má tedy hmotnost řádově v jednotkách kilogramů. K přivedení signálu do takových rezonátorů je také nutné využít vlnovodu, proudové sondy nebo magnetické smyčky. Z těchto a mnoha dalších důvodů nebude při tvorbě přepínatelného vícekanálového filtru využito dutinových rezonátorů.

## 2.5 Helicalové filtry

Dalším zástupcem filtrů využívaných v pásmu UKV jsou tzv. helicalové filtry. Helicalový filtr není nic jiného, než vodič stočený do spirály (*odtud název helicalový filtr – v překladu spirálovitý filtr*), obklopený vodivým stíněním, nejčastěji čtvercového nebo válcového tvaru.

Princip funkce je tedy obdobný jako u dutinových rezonátorů, především tedy koaxiálních rezonátorů. Důvod, proč se helicalové filtry používají, je především ten, že v pásmu UKV jsou již např. zmíněné koaxiální rezonátory příliš velké a je nepraktické s nimi pracovat. Právě ke snížení velikosti je využito stočení vodiče do spirály, díky čemu je umožněno zmenšit rozměry rezonátoru, avšak se zachovanou délkou vodiče. Vodič je většinou navinut na nějakou formu (podobně jako cívka), přičemž jeho délka je nejčastěji  $\lambda_0/4$ , kde  $\lambda_0$  je vlnová délka na rezonanční frekvenci. Právě délka  $\lambda_0/4$  nám umožňuje dosáhnout rezonancí na relativně nízkých frekvencích (stovek MHz).

Helicalové filtry mají, stejně jako filtry využívající dutinových rezonátorů, jakost v řádech jednotek tisíc, avšak jak bylo výše uvedeno, jejich velikost je podstatně menší. To je hlavní důvod, proč se helicalové filtry využívají v pásmu UKV, obzvláště na frekvencích 600 – 1500 MHz.

Jak už bylo výše uvedeno, helicalové filtry mají podobné vlastnosti jako filtry s dutinovými rezonátory. Slouží tedy výhradně pro realizaci PP, nebo PZ.

## 2.6 Piezoelektrické filtry

Jak už název napovídá, základním stavebním prvkem piezoelektrických filtrů je právě piezoelektrický rezonátor. Zde je využíváno piezoelektrického jevu, který spočívá v tom, že při mechanickém namáhání některých krystalů či jejich výbrusů, vzniká na jejich plochách elektrický náboj – tento jev je označován jako piezoelektrický jev. Piezoelektrický jev je možné využívat i opačným způsobem, kdy přivedením elektrického náboje na krystal je docíleno jeho mechanické deformace. Vhodnou úpravou krystalu je tedy možné dosáhnout toho, že se krystal mechanicky rozkmitá, a tím pádem s velkou přesností generuje elektrické kmity. Chová se tedy jako oscilátor, s velmi velkým činitelem jakosti  $Q$ , čehož je využito například ke konstrukci filtrů. Krystal je popsán také svým vlastním náhradním schématem reprezentující jeho vnitřní uspořádání.

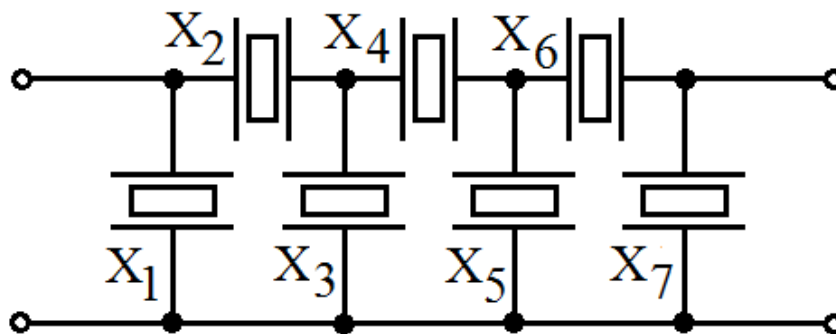
Tyto filtry mají díky svému vysokému činiteli jakosti  $Q$ , který se pohybuje v rozmezí  $10^5$  až  $10^6$ , výbornou selektivitu, malou teplotní závislost, dobrou frekvenční stabilitu, malé ztráty a rozměry (čím je rezonanční frekvence krystalu větší, tím jsou jeho geometrické rozměry menší). Díky těmto vlastnostem jsou filtry realizovány jako vysoce selektivní, kdy v nepropustném pásmu je možné dosáhnout potlačení až 90 dB.

### 2.6.1 Monolitické krystalové filtry

Jedná se o vícerezonátorové systémy, realizované na jednom substrátu z piezoelektrického materiálu. Celý filtr je složen z vícera „subfiltrů“ (běžně 6 až 8), přičemž každý „subfiltr“ obsahuje vlastní rezonátor. Monolitické krystalové filtry (*MCF* – z *anglického Monolithic Crystal Filter*), mají vysokou jakost a výbornou teplotní stabilitu. Frekvenční pásmo takových filtrů se pohybuje od jednotek až do stovek MHz. Šířka pásma je v řádech jednotek kHz, o čemž už svědčí vysoká jakost filtru. MCF se běžně spojují do kaskád realizujících například PP.

### 2.6.2 Diskrétní krystalové filtry

Tyto filtry jsou složeny z diskrétních krystalů – filtry tedy již není realizován jako IO. Diskrétní krystalové filtry (*DCF* – z *anglického Discrete Crystal Filters*) je možné realizovat jako DP, HP, PP, PZ. Obvodově se jednotlivé krystalové filtry zapojují do tzv. příčkových struktur, kde je možné mít u každého článku jinou rezonanční frekvenci (tedy různé krystaly). DCF jsou opět využívány s frekvenčním rozsahem desítek MHz.



Obrázek 2.6 Úzkopásmový DCF s piezoelektrickými rezonátory [13]

### 2.6.3 Piezokeramické filtry

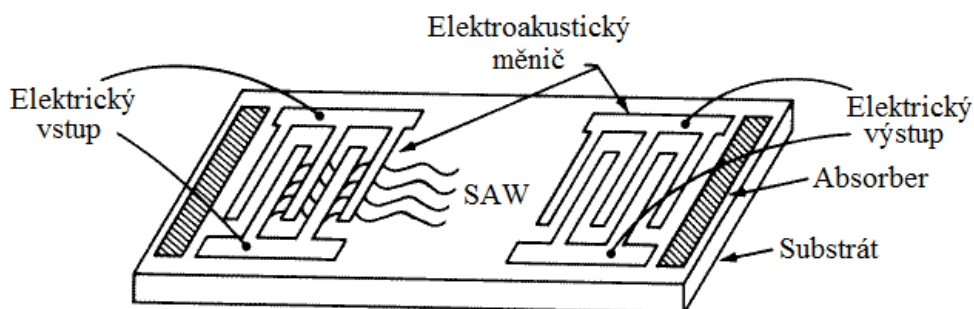
Piezokeramické filtry využívají stejný princip jako MCF, avšak s tím rozdílem, že místo substrátu z piezoelektrického materiálu je zde použita polykrystalická keramika, díky čemuž je i nižší cena tohoto filtru. Filtry založené na tomto principu mají obdobné vlastnosti jako piezoelektrické filtry, avšak mají větší ztráty, menší jakost, horší teplotní a časovou stabilitu.

## 2.7 Filtry s povrchovou akustickou vlnou

Filtry s povrchovou akustickou vlnou (PAV, též *SAW filtry* – z anglického *Surface Acoustic Wave* – *povrchová akustická vlna*) jsou založeny na změně elektrického signálu na mechanický a zpětně z mechanického na elektrický.

Substrát je vytvořen z keramické destičky, na které jsou dva elektroakustické měniče. Princip funkce je takové, že vstupní měnič převede vstupní, elektrický signál na akustický – ultrazvuk. Ultrazvuk se přes keramický substrát přenesse na druhou stranu, k výstupnímu měniči, který jej opět převede na elektrický. Měnič samotný je tvořen systémem kovových elektrod, přičemž vyšší počet těchto elektrod umožňuje snížení ztrát, ale i možnost realizace vhodné přenosové funkce.

Jednotlivé měniče jsou různých polarit, díky čemuž mezi nimi vzniká nehomogenní, časově proměnné elektrické pole. To umožňuje vytvořit mechanické napětí, které se následně šíří jako SAW. Aby se SAW neodrážela, obsahují měniče absorpční členy.



Obrázek 2.7 Základní uspořádání SAW filtru [14]



Je obtížné uvést typické parametry SAW filtrů, protože vždy záleží na daném výrobcu a účelu, pro které byl SAW filtr vyvinut. Filtry jsou používány jako PP, přičemž střední frekvence SAW filtrů se pohybují v rozmezí desítek MHz až jednotek GHz.

Obecně platí, že SAW filtry nejsou určeny jako filtry pro vysoce výkonné signály, ale mohou zpracovávat výkon v rozsahu 10 – 30 dBm.

Pro navrhovaný systém by bylo ideální realizovat filtr přeladitelný, pomocí kterého by bylo možné snazší nalezení „ideální“ mezní frekvenci filtru. Kapitola 2 pojednávala o možnostech realizace VF filtrů všech propustí a různých technologií, avšak při zaměření se na možnost přeladitelnosti je patrné, že ne všechny typy jsou k tomu vhodné. Současně je nutno brát v potaz, že ne všechny principy realizace umožňují konstrukci filtru HP. Dutinové rezonátory je sice možné použít jako přeladitelný filtr, ovšem není možné konstruovat požadovanou propust. Helicalové filtry jsou na tom obdobně – přeladitelné, nicméně jejich využití je pouze pro PP nebo PZ. Co se piezoelektrických, případně piezokeramických filtrů týče, pro funkci HP jsou krom DCF nepoužitelné, nicméně přeladitelnost piezoelektrických krystalů je velmi obtížná a omezená. SAW filtry využívající přesných návrhů také nelze použít jako HP, stejně jako je nejde ladit.

HP tedy lze realizovat pouze s pomocí filtrů z diskretních součástek, MF a vlnovodů. Jak je z kapitoly 2.2 a 2.3 patrné, MF a vlnovody jsou vhodnější pro použití na frekvencích řádově jednotek GHz. Vlnovody není možné využít jako přeladitelné a díky svým fyzickým rozměrům, které by v našem zájmovém pásmu měly, se tak pro nás stávají nezajímavými. MF jako přeladitelné již realizovat jdou (například vhodným umístěním laditelných kondenzátorů do struktury mikropásku), nicméně jak bylo výše uvedeno, jsou vhodné k využití na vyšších frekvenčních pásmech.

Pro použití v navrhovaném systému tak jsou jedinými vhodnými kandidáty filtry z diskretních součástek. Je možné je snadno použít jako laditelné filtry a stejně jak jsou vhodné pro filtraci v našem zájmovém pásmu. Realizovat přeladitelný filtr z diskretních součástek pro pásmo UKV by však bylo dosti obtížné (2.1). Na základě této skutečnosti je pro navrhovaný systém využito právě možnosti přepínání mezi jednotlivými kanály, přičemž každý kanál bude osazen filtrem s pevnou mezní frekvencí. Vlastnostmi a principy realizace VF přepínačů pro pásmo UKV se tak zabývá kapitola 3.

## 3 VYSOKOFREKVENČNÍ PŘEPÍNAČE

Vysokofrekvenční (VF) přepínače zpravidla mohou sloužit buďto k přepínání anebo spínání signálu. Jedním z nejčastějších využití u radiofrekvenčních (RF) obvodů je právě přepínání mezi příjmem signálu a vysíláním. VF přepínače můžeme dělit do dvou velkých skupin – polovodičové a elektromechanické přepínače. Každá technologie má různé přednosti, stejně jako nevýhody. Při volbě tak záleží vždy na konkrétní úloze, která je řešena.

### 3.1 Hlavní parametry

#### 3.1.1 Frekvenční rozsah

Frekvenční rozsah patří mezi nejdůležitější parametry VF přepínačů, protože dávají konstruktérovi představu o tom, jaké frekvence daný spínač je či není schopen "zvládat". Vždy záleží na dané technologii, kterou je VF přepínač realizován.

#### 3.1.2 Izolace

Izolace je definovaná jako poměr výkonové úrovně při rozepnutém stavu spínače ku výkonové úrovni v sepnutém stavu. Tedy dobrá izolace zabraňuje pronikání nežádoucích signálů do signálu spínaného. Tento poměr se nejčastěji udává v decibelech a požadovaná je co možná nejvyšší hodnota izolace.

#### 3.1.3 Vložný útlum

Vložný útlum přepínače, opět vyjádřený v decibelech, udává, jak moc bude signál utlumen po projití přepínačem. Oproti izolaci, u které je vyžadována vysoká hodnota, vložený útlum by měl být co nejmenší.

Vložený útlum je důležitý parametr například v přijímacích a vysílacích obvodech, v obvodech pracujících s nízkonapětovými signály atp.

U přepínačů je vložený útlum daný různými faktory, jako například odporové ztráty vzniklé na vstupu přepínače, nedokonalým impedančním přizpůsobením, PSV na vstupu, aj.

#### 3.1.4 Činitel odrazu a PSV

Poměr stojatých vln (PSV), je definován jako poměr napětí (proudu) odražené vlny k napětí (proudu) přímé vlny. Pak činitel odrazu  $\rho$ , vyjádřený v dB, je mírou poměru stojatých vln (PSV).

K maximálnímu přenosu energie dochází jen tehdy, je-li obvod tzv. přizpůsoben. Tedy je-li hodnota impedance na vedení rovna impedanci vstupní brány obvodu (popř. je-li výstupní impedance obvodu rovna impedanci zátěže). To, zda je obvod přizpůsoben a zda dochází k přenosu maximální energie (tedy nedochází k žádnému odrazu vstupního signálu – nevytváří se stojaté vlnění), nám určuje právě činitel odrazu. Pomocí činitele odrazu je pak možné určit Return loss. Za předpokladu, že je známá hodnota vstupního a

odraženého výkonu, je možné tento parametr určit jako rozdíl těchto výkonů.

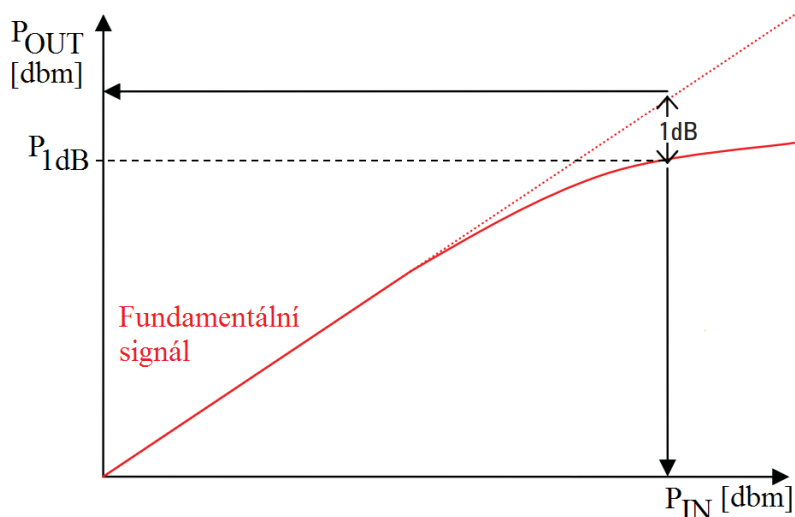
Při návrhu přepínatelného vícekanálového filtru je tak důležité klást důraz na přizpůsobení impedance vedení a vstupní impedanci zvoleného přepínače. Většinou se setkáme s impedancemi o nominální hodnotě  $50\ \Omega$ .

### 3.1.5 Rychlost spínání

Rychlost spínání je definovaná jako čas, potřebný ke změně ze sepnutého do rozepnutého stavu (nebo opačně – z rozepnutého do sepnutého stavu). Tato rychlost je často charakterizována dobou náběžné a sestupné hrany.

### 3.1.6 Bod jednodecibelové komprese

Další důležitou charakteristickou vlastností VF přepínačů je tzv. bod jednodecibelové komprese, označovaný  $P_{1dB}$ , nejčastěji udávaný v dBm – decibel nad miliwattem. Tato jednotka nám říká, o kolik se výkonová úroveň signálu liší (nebo je rovna) od hodnoty 1 mW. Pro představu  $-10\text{dBm} = 100\mu\text{W}$ ,  $0\text{ dB} = 1\text{ mW}$ ,  $10\text{ dBm} = 10\text{ mW}$ .



Obrázek 3.1 Bod jednodecibelové komprese [9]

Jak je z obrázku 3.1 patrné, v bodě  $P_{1dB}$  se průběh charakteristiky odchyluje od lineárního průběhu, který lze považovat za ideální, o 1 dB (odchylku 1dB je možné považovat za maximální přípustnou hodnotu zkreslení).  $P_{1dB}$  tedy definuje maximální výkonovou úroveň výstupního signálu, pro kterou ještě nedochází k nežádoucímu zkreslení.

### 3.1.7 Maximální vstupní výkon

Přepínače jsou schopny přenášet vstupní signál jen o určitém maximálním výkonu. Tento výkon se většinou udává v jednotkách dBm.

Přepínače by tedy neměly spínat vyšší výkony, než na které jsou konstruovány. S výkonem souvisí i bod jednodecibelové komprese. Často je totiž maximální vstupní výkon jen nepatrně vyšší, než právě bod jednodecibelové komprese.

## 3.2 Elektromechanické přepínače

Elektromechanické přepínače pracují na základě elektromagnetismu, kdy pomocí elektrického impulsu je dosaženo vyvolání přitažlivé síly na mechanický kontakt, který sepne. Jakmile elektrický impuls skončí, na kontakt přestane působit elektromagnetická síla, a kontakt je rozpojen. Protože se jedná o elektromechanické spínání, je nutné brát v potaz i životní cyklus těchto zařízení, který můžeme definovat jako počet sepnutí a rozepnutí spínacích kontaktů. I když je životnost těchto typů přepínačů obecně menší, než životnost přepínačů založených např. na bázi FET tranzistorů, může se tato životnost pohybovat v řádech i jednotek milionů cyklů.

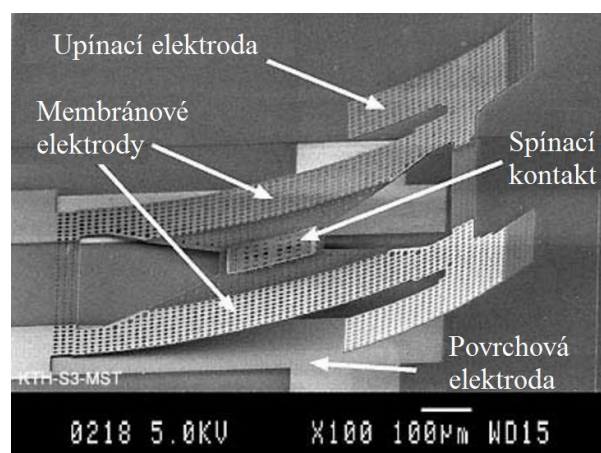
Na tomto principu jsou založeny dva druhy vysokofrekvenčních elektromechanických přepínačů.

### 3.2.1 Vysokofrekvenční relé

Hlavní výhodou VF relé je jejich schopnost přenášet velké výkony s minimálním zkreslením signálu a vložitým útlumem. Nevýhodami jsou velké rozměry, hmotnost a nízká rychlost přepínání. Vysokofrekvenční relé s maximální frekvencí spínání v řádech jednotek GHz jsou tedy výrazně pomalejší než zástupci přepínačů založených na polovodičové technologii. Výjimkou jsou koaxiální relé, která jsou schopny pracovat do frekvencí řádově desítek GHz.

### 3.2.2 MEMS

Přepínače MEMS (z anglického *Micro–ElectroMechanical Systems* – *Mikro elektromechanické systémy*) pracují na obdobném principu jako relé – jsou rovněž založeny na elektromagnetickém principu přepínání. Oproti klasickým relé jsou však MEMS vyráběny mikrotechnologiemi, ve formě IO. Díky svým velmi malým rozměrům, v řádech mikrometrů, jsou tak schopny přepínat frekvence až do několika desítek GHz. Počet jejich spínacích cyklů je téměř neomezený, řádově biliony.



Obrázek 3.2 Detailní záběr na strukturu MEMS [10]

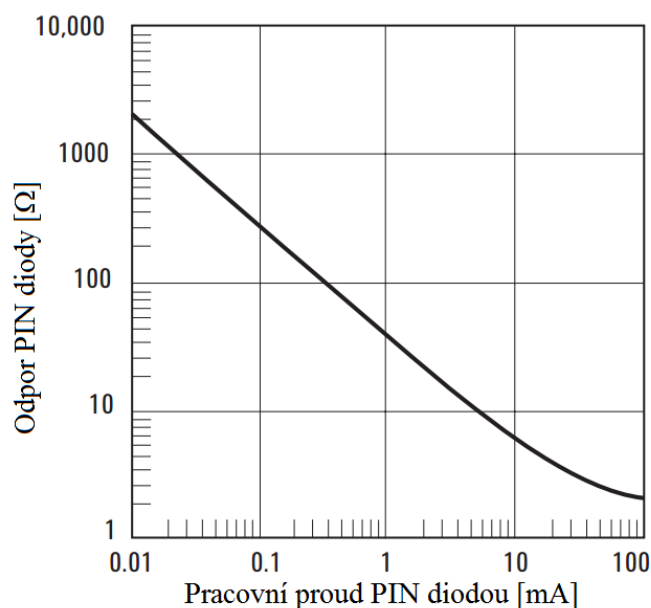
### 3.3 Polovodičové přepínače

Polovodičové přepínače jsou spolehlivější a mají mnohem delší životnost než spínače elektromechanické. To je dáno především tím, že polovodičové přepínače neobsahují žádné mechanické spínací kontakty (nemají tedy žádné pohyblivé části). Zároveň mají také mnohem větší rychlost spínání. Protože přepínače využívají polovodičových technologií, mají mnohem větší odpor v sepnutém stavu, díky čemuž je jejich hodnota vložného útlumu oproti elektromechanickým přepínačům vyšší. Pokud je vyžadována dlouhá životnost a vysoká rychlost spínání, jsou polovodičové přepínače nenahraditelnými. K realizaci přepínačů jsou využívány PIN diody, FET tranzistory, popřípadě jejich kombinace.

#### 3.3.1 PIN diody

PIN dioda se stejně jako klasická polovodičová dioda skládá z polovodiče typu N a polovodiče typu P. Mezi tyto vrstvy je však přidána další, nedotovaná, vrstva vykazující pouze svoji vlastní (intrinzní) vodivost. Tato vrstva umožňuje změnu odporu PIN diody v závislosti na velikosti procházejícího proudu. PIN dioda se tedy chová jako proměnný odpor, pracují v oblasti VF a mikrovlnné techniky, přičemž její odpor se v závislosti na pracovním proudu (tj. stejnosměrný proud procházející PIN diodou, která je polarizována v propustném směru) mění od hodnot řádově jednotek  $\Omega$  (propustný směr), až po hodnoty větší než 10 k $\Omega$  (závěrný směr).

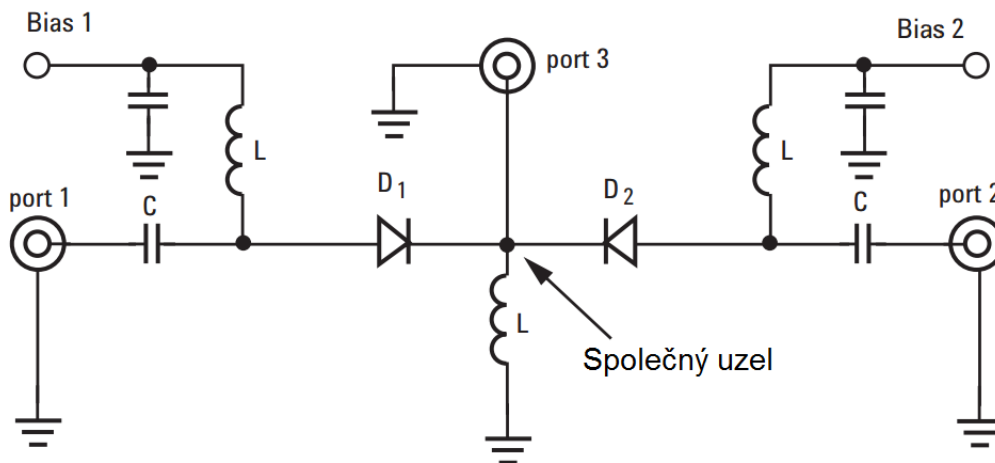
Fakt, že PIN dioda polarizovaná v propustném směru představuje pro VF signál nízkou impedanci, je dán dlouhou dobou rekombinace nosičů náboje v oblasti I. Naopak, PIN dioda polarizovaná v závěrném (stejně tak v propustném směru, avšak s nulovým pracovním proudem) směru nemá v oblasti I žádné volné nosiče náboje – vzniká zde oblast prostorového náboje a PIN dioda se chová jako kondenzátor.



Obrázek 3.3 Závislost odporu PIN diody na pracovním proudu [11]

Jak z průběhu vidíme, s rostoucím pracovním proudem klesá odpor PIN diody, na základě čeho je umožněno řídit její odpor.

Vlastnosti PIN diod, jako jsou vysoká rychlost přepínání, nízký parazitní odpor a malé rozměry vzhledem k vlnové délce zpracovávaného signálu jsou velmi často využívány při konstrukci VF přepínačů. Maximální výkon PIN diody je pak primárně určen geometrickými rozměry a použitými materiály.



Obrázek 3.4 Jednoduchý přepínač využívající PIN diody [11]

Na obrázku 3.4 je zobrazeno jednoduché zapojení, využívající k funkci přepínání právě PIN diody, označeny D1, D2. Příkladem využití může být například funkce přepínání vstupního signálu z portu 3 na port 1 nebo 2. Pokud je tedy na port 3 připojen vstupní signál, pak o tom, zda signál „projde“ na porty 1 nebo 2 je dán pouze vhodným zvolením pracovních proudů (Bias 1,2).

Na port 1 se signál dostane pouze tehdy, je-li D1 v propustném směru (pracovní proud, nastavený ze vstupu Bias 1, musí být tedy dostatečně velký, tím pádem bude D1 v propustném směru a signál „projde“ na port 1). Tím, že pracovní proud, daný vstupem Bias 2, bude nulový, nebude D2 v propustném směru a signál se tak nedostane dále na port 2. Při nulovém proudu na vstupu Bias 1, ale vhodně velkém proudu na vstupu Bias 2, je signál přiveden stejným způsobem na port 2. Při rychlé změně pracovních proudů je pak možné efektivně přepínat signál z portu 3 na porty 1 a 2.

Výše zobrazené zapojení je limitované pouze velikostí pracovních proudů a velikostí blokovacích kondenzátorů C. Velikost pracovního proudu určuje rychlost, se kterou je dioda schopna přejít z jednoho stavu do druhého a kondenzátory C pak ovlivňují šířku přenášeného pásma.

Nicméně, přepínače využívající proudem řízené PIN diody budou mít oproti přepínačům, které používají FET tranzistory, vždy větší spotřebu.

### 3.3.2 FET tranzistory

FET (z *anglického field-effect – polem řízený*) tranzistory jsou polovodičové prvky, jejichž vodivost je závislá na napětí, přiloženém mezi svorky gate (G) a source (S).

Na obrázku 3.5 je zobrazeno jednoduché schéma přepínače, realizovaného pomocí FET tranzistorů. Jak je vidět, port 3 je společný. Pokud bude signál přiveden na společný port 3, přičemž bude vyžadováno přepnutí na port 2, FET 1 a FET 4 musí být v závěrném režimu (nevedou tedy elektrický proud). Oproti tomu FET 2 a FET 3 jsou pomocí řídicí logiky uvedeny do vodivého stavu ( $R_{DS}$  je velmi malý).

Ze schématu je také patrné, že řídicí logika není žádným způsobem propojena se signálovou cestou (jak tomu bylo u spínačů využívajících PIN diody). Odpor přechodu  $R_{DS}$  v sepnutém stavu je vyšší než u PIN diod, což má za následek vyšší ztráty, a tím pádem je vložný útlum přepínačů s FET vyšší než u přepínačů využívajících PIN diody.

Spínače realizované pomocí PIN diod, stejně jako přepínače realizované pomocí tranzistorů FET, mají mnoho výhod. Pokud však přepínače mají být širokopásmové, společně s velkou izolací, nestačí na to ani jedna technologie. V takových případech přicházejí na řadu hybridní přepínače kombinující PIN diody a tranzistory FET, zajišťující širokopásmovost, velkou izolaci a vysoký přenášený výkon.

20

Tabulka 3.1 Přehled základních vlastností vysokofrekvenčních prepínačů

	Polovodičové prepínače			Elektromechanické prepínače	MEMS
	PIN diody	FET	Hybridní		
Frekvenční rozsah	10 MHz – 70 GHz	DC – 90 GHz	300 kHz – 20 GHz	DC – 10 GHz	DC – 40 GHz
Rychlost spínání	velmi rychlá	velmi rychlá	rychlá	pomalá	rychlá
Vložný útlum	středně velký	velký	velký	malý	malý
Izolace	Dobrá na vysokých kmitočtech	Dobrá na nízkých kmitočtech	Dobrá na vysokých kmitočtech	Dobrá v celém frekvenčním pásmu	Dobrá na nízkých kmitočtech
Zkreslení	vysoké	vysoké	vysoké	minimální	minimální
Životnost	dlouhá	dlouhá	dlouhá	omezená	dlouhá
Spotřeba energie	vysoká	nízká	střední	závislá na rychlosti spínání	nízká
Výkonové zatížení	nízké	nízké	nízké	vysoké	vysoké
Rozměry	malé	malé	malé	velké	malé
Cena	levné	levné	levné	drahé	levné

Tabulka 3.1 shrnuje a porovnává základní vlastnosti jednotlivých technologií VF prepínačů. Prepínače je také možno rozdělit na prepínače absorpčního a reflektivního typu. U absorpčních prepínačů jsou výstupní porty zakončeny impedancí 50  $\Omega$ , zajišťující nízkou hodnotu PSV jak v sepnutém, tak rozepnutém stavu. Oproti tomu reflektivní prepínače využívají polovodičových diod, které umožňují vést signál v případě, že je příslušná dioda polarizovaná v propustném směru a odráží (reflektují) signál, pokud je dioda v závěrném směru.



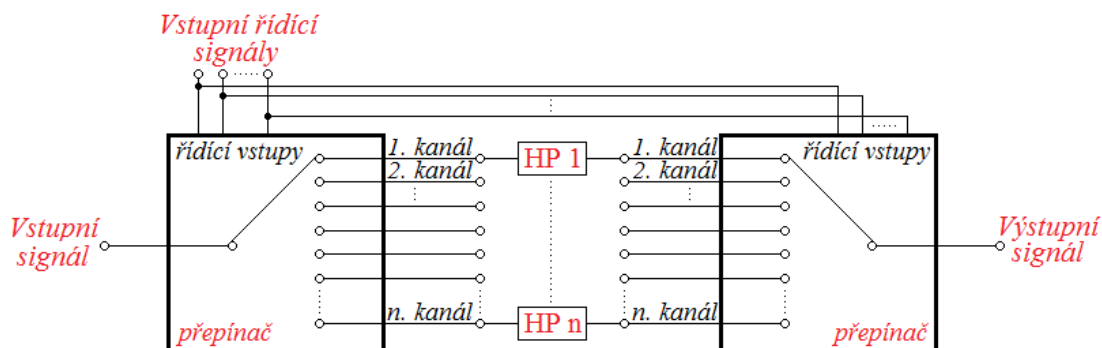
## 4 NÁVRH PŘEPÍNATELNÉHO FILTRU SIGNÁLU

Princip navrhovaného systému spočívá v tom, že vstupní signál bude pomocí VF přepínače, ovládaného patřičnými řídicími signály, přiveden na jednotlivé filtry HP, přičemž každý filtr bude mít různou mezní frekvenci. Na základě analýzy signálu se zvolí nejvhodnější filtr, který pak bude využit pro další snímání.

Návrh je možné rozdělit na dvě části – na část realizující přepínání a filtraci a na řídicí modul zajišťující vstupní řídicí signály pro přepínání mezi jednotlivými kanály. Celé zařízení pak bude koncipováno jako dvě DPS. Jak již bylo uvedeno, jedna bude obsahovat řídicí část, druhá pak pevnou sadu filtrů včetně přepínačů. Obě desky budou propojeny pomocí kabelu, obsahujícího napájecí a řídicí vodiče.

Vícepásmový přepínatelný filtr je možné udělat víceméně univerzální. Při zvolení jednotného typu pouzdra jednotlivých filtrů je v budoucnosti možné jednotlivé filtry měnit a signál filtrovat v odlišném frekvenčním pásmu, či pomocí filtrů se zcela odlišnými propustmi. Na jedné DPS je tak možné realizovat například filtr HP, DP, PP, PZ.

Abychom oddělili jednotlivé filtrační kanály, je potřeba použít 2 přepínače. Tyto přepínače budou ovládány řídicími impulzy tak, aby bylo zajištěno propojení vstupu, přes patřičný filtr, s výstupem. Tím je zároveň znemožněno pronikání signálu přes jednotlivé výstupy zpět do filtrů.



Obrázek 4.1 Základní koncept přepínatelného vícekanálového filtru

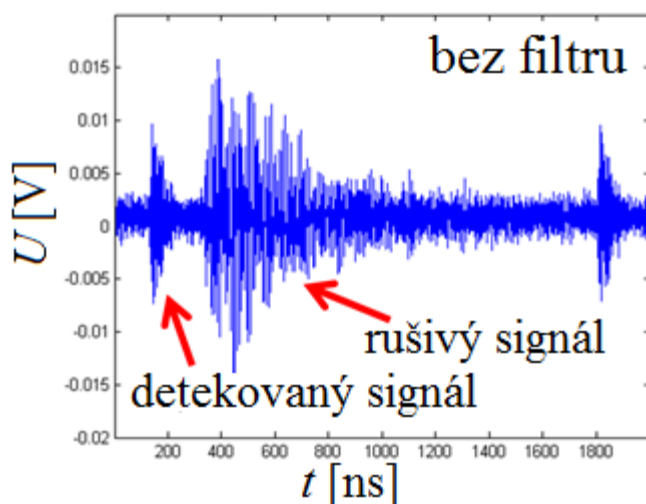
Jak je ze základního konceptu vidět, je teoreticky možné vytvořit  $n$  kanálový filtr s využitím  $n$  HP. Počet kanálů pochopitelně musí být konečný a záleží jen na tom, kolik filtrů bude potřeba.

### 4.1 Zpracovávané frekvenční pásmo

Filtr bude prototypem obvodu určeného pro využití v praxi. Je nutné zvolit frekvenční parametry filtrů tak, aby odpovídaly charakteru zpracovávaného signálu. Jak bylo v úvodu zmíněno, filtr bude využit k tomu, aby odfiltrout nežádoucí VF rušení signálu

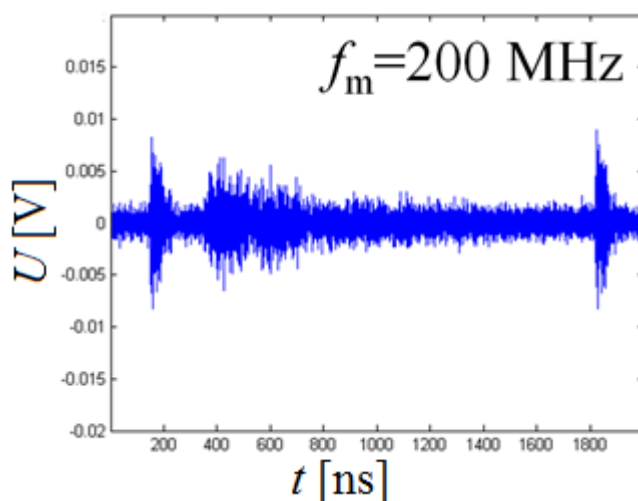
ze senzorů aktivity částečného výboje.

Na základě poskytnutých materiálů a výsledků měření můžeme odhadnout, jakou mezní frekvenci filtru HP zvolit tak, aby bylo dosaženo požadavku na odfiltrování VF rušení.



Obrázek 4.2 Vliv rušení na námi hledaný signál (simulace v prostředí Matlab) [20]

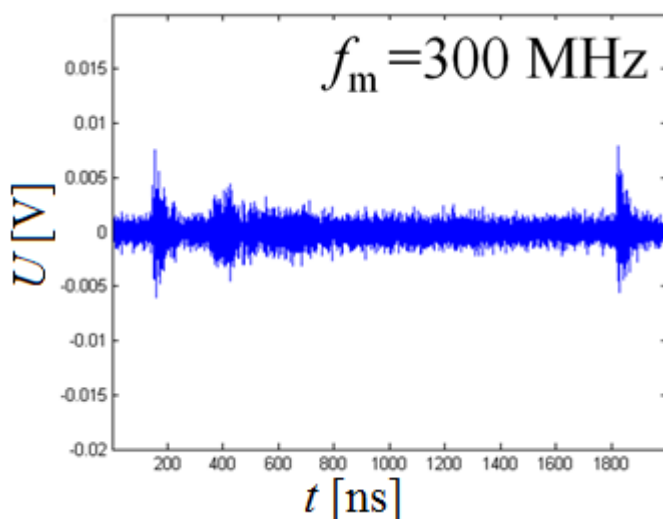
Jak na obrázku 4.2 vidíme, bez použití filtrace má rušivý signál větší amplitudu, ale má také mnohem delší dobu trvání, než užitečný (v tomto případě detekovaný) signál. Vlivem těchto faktorů je následné zpracovávání a vyhodnocování užitečného signálu obtížné, proto je nutné tuto rušivou složku odfiltrovat. HP byla zvolena právě z toho důvodu, aby byl co nejméně ovlivněn užitečný signál a současně co nejvíce potlačen rušivý signál. Při využití filtru HP o mezní frekvenci  $f_m = 200$  MHz je již patrné potlačení rušivé složky.



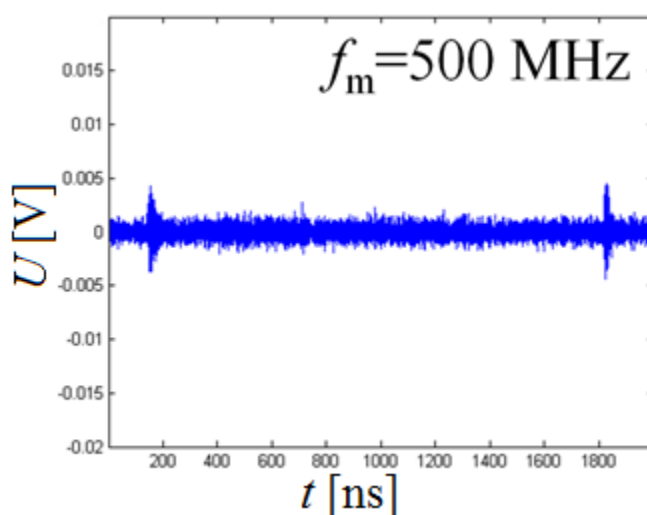
Obrázek 4.3 Vliv filtru s  $f_m = 200$  MHz na procházející signál [20]

Za nežádoucí účinek využití filtru můžeme považovat to, že filtr potlačuje nižší

harmonické i užitečného signálu, díky čemuž dochází i k jeho částečnému potlačení. Při následném zvyšování  $f_m$  filtru je situace následující.



Obrázek 4.4 Vliv filtru s  $f_m = 300$  MHz na procházející signál [20]



Obrázek 4.5 Vliv filtru s  $f_m = 500$  MHz na procházející signál [20]

Z obrázku 4.5 je patrné, že při použití filtru o mezní frekvenci 500 MHz je již rušivý signál zcela potlačen, avšak amplituda užitečného signálu je o proti původní hodnotě poloviční. Bylo by tedy vhodné signál vyfiltrovat a následně zesílit, avšak protože se práce zabývá pouze dílčím úsekem celého projektu, zesílení nebude naším předmětem řešení.

Realizovat desku plošných spojů (DPS), na které by byl pouze jeden filtr HP by bylo neúčelné, a proto je konstruován filtr vícekanálový.

Frekvenční pásmo, pro které bude vícekanálový přepínatelný filtr navrhován, je tedy v rozsahu 200 – 600 MHz.

## 4.2 Volba VF přepínače

Kapitola 3 pojednávala o možnostech a realizaci přepínačů pracujících nejen v pásmu UKV. Kvůli ceně a rozměrům jsou z návrhu vyřazeny VF relé. Realizovat přepínač vlastním způsobem – tedy návrh, výběr vhodných součástek a sestavení desky, je zbytečné. Parametry, kterých by bylo dosaženo, by se nepřiblížily k parametrům již dostupných IO uvedených na trhu. Bude tedy využito již dostupných IO, přičemž výběr přepínače je závislý především na požadavcích celkového projektu.

Hlavními požadavky pro výběr přepínačů tedy jsou:

- Jeden vstup, více výstupů (resp. naopak)
- Nízký vložný útlum
- Přizpůsobení na  $50\Omega$

Aby mohla být z hlediska detekce signálu zvolena nejlepší mezní frekvence, je nutné zájmové frekvenční pásmo pokrýt dostatečným množstvím filtrů. Od jejich počtu se odvíjí počet kanálů použitého přepínače.

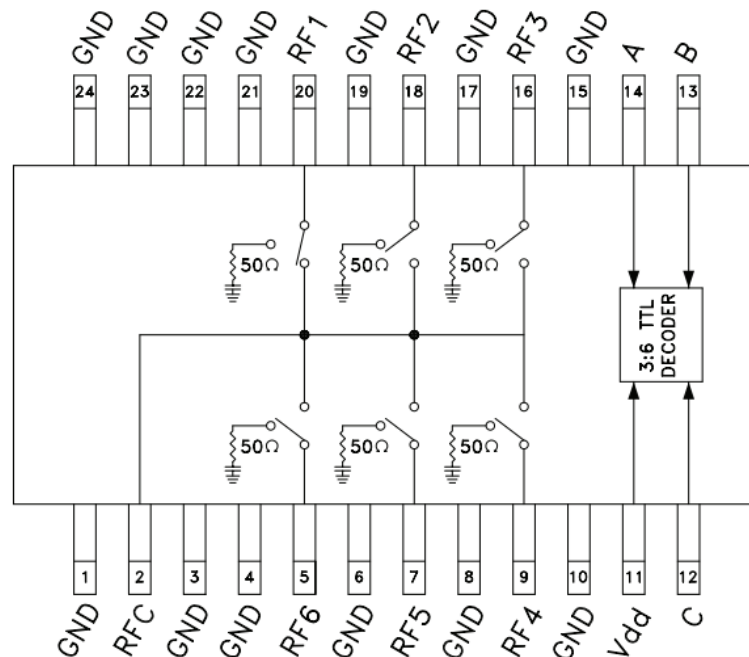
Přepínače se běžně označují zkratkou xPyT (*x Pole, y Throw – volně přeloženo jako x vstupů, y výstupů*). Protože při návrhu je potřeba pouze jeden vstup, budeme využívat přepínače typu SPxT (*Single Pole, x Throw – jeden vstup, x výstupů*). Existují tedy přepínače SPST (1 vstup, 1 výstup), SPDT (1 vstup, 2 výstupy), dále SP4T (1 vstup, 4 výstupy) atp. Abychom pokryli zájmové pásmo, je zvolený počet výstupů 6. Budou tedy použity SP6T přepínače.

Výrobci takovýchto přepínačů je celá řada, ovšem důležitým kritériem je také cena a dostupnost. Proto je zvolen přepínač, jehož výrobcem je firma Analog Devices, která má distributora v ČR.

### 4.2.1 HMC252QS24E

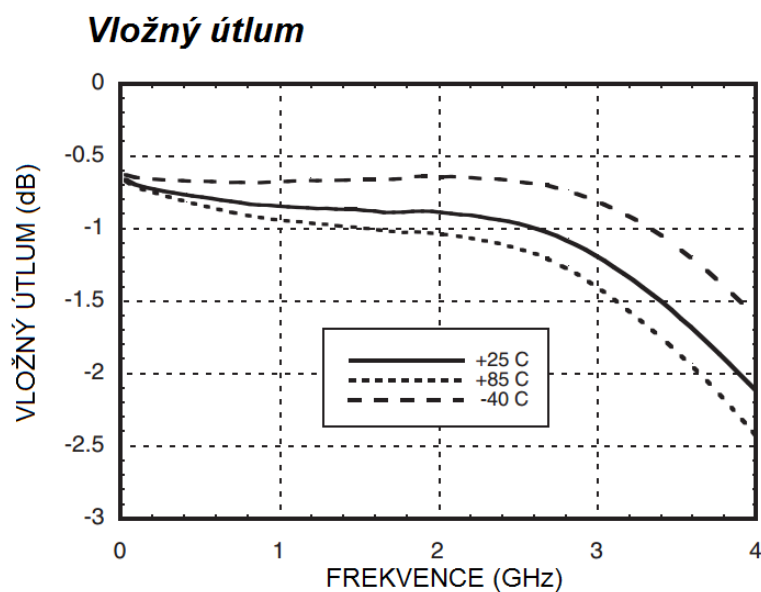
Zvolený přepínač je typ HMC252QS24E. Jde o SP6T přepínač pracující ve frekvenčním rozsahu 0 – 3 GHz, přičemž to, jaký výstup je aktivní, je dáno kombinací logických úrovní na řídicích vstupech obvodu. Jedná se o MMIC (Monolitický mikrovlnný integrovaný obvod), založený na bázi GaAs, tedy na bázi polovodičů.

Důležitým údajem je vložný útlum přepínače, který je v rozmezí 0 – 1 GHz typicky 0.8 dB (maximálně 1.2 dB). V tomto frekvenčním pásmu je minimální izolace 38 dB (typicky 41 dB). Bod jednodedicibellové komprese je na úrovni minimálně 21 dBm (typicky 24 dBm). Námi zpracovávaný signál nepřesáhne hodnotu 20 dBm, takže přepínač je i co se výkonového hlediska týče vyhovující.



Obrázek 4.6 Vnitřní uspořádání HMC252QS24E přepínače [16]

Na obrázku 4.6 je zobrazeno vnitřní uspořádání VF přepínače, které obsahuje jak samotnou spínací strukturu, tak interní řídicí dekodér. Piny označené RFx jsou výstupní piny, na kterých budou připojeny jednotlivé filtry. Pin RFC je označení pro vstupní signál. Dále se zde nachází napájení, označené Vdd, zem GND a řídicí vstupy A, B, C, které na základě logických úrovní přepínají mezi jednotlivými výstupy. Přepínač je přizpůsoben na  $50\ \Omega$  (jedná se tedy o absorpční typ přepínače), z čeho vyplývá požadavek na další návrh DPS – vedení, využitě k šíření signálu, musí být navrženo na  $50\ \Omega$ . Tento návrh bude rozebrán podrobně později.



Obrázek 4.7 Vložný útlum přepínače HMC252QS24E pro napájecí napětí 5 V [16]

Jak již bylo na začátku kapitoly uvedeno, existuje více výrobců VF přepínačů. V porovnání s VF přepínačem JSW6–33DR+, od firmy Minicircuits, který je také typu SP6T, je možné zjistit, že oba přepínače mají podobné izolační vlastnosti. JSW6–33DR+ má menší vložný útlum v celém pracovním pásmu, které se pohybuje v rozsahu 0 – 2,7 GHz. Parametr S11 pro HMC252QS24 je v sepnutém stavu typicky -18 dB. Pro JSW6–33DR+ je situace obdobná (S11 = -15,5 dB). Napájecí napětí je pro přepínač firmy Mini-circuits o 0,2 V menší, a tak se jeho napájecí rozsah pohybuje v rozmezí 2,5 – 4,8 V. Oba přepínače jsou svými výkonovými parametry dostačující pro realizovaný systém. V neposlední řadě způsob přepínání mezi jednotlivými kanály zůstává u obou přepínačů shodný – na základě kombinace vstupních řídicích impulsů je zvolen výstupní port. Podrobné srovnání VF přepínačů uvádí tabulka 4.1 (jednotlivé parametry jsou uvedeny pro naše zájmové pásmo).

Tabulka 4.1 Srovnání základních parametrů jednotlivých VF přepínačů

Přepínač	HMC252QS24	JSW6–33DR+
Typ přepínače	SP6T absorpční	SP6T absorpční
Princip realizace	Polovodičové FET	Polovodičové FET
Pouzdro	QSOP–24	MT1817
Frekvenční rozsah [GHz]	0 – 3	0 – 2,7
Maximální vložný útlum [dB]	1,2	0,9
Minimální izolace [dB]	38	35
S11 v sepnutém stavu [dB]	-18	-15,5
Rozsah napájecího napětí [V]	3,3 – 5	2,5 – 4,8
Cena za kus [CZK]	459	348

Z tabulky 4.1 tedy vyplývá, že rozdíly mezi jednotlivými přepínači nejsou tak výrazné. Přepínač HMC252QS24 byl zvolen tedy především na základě dostupnosti a ekonomického hlediska, protože přepínač JSW6–33DR+ je možné objednat pouze v minimálním množství 20 ks.

### 4.3 Volba vhodných filtrů

V kapitole 2 byly popsány realizace filtrů, které je možné teoreticky využít v pásmu UKV. Z praktického hlediska tomu tak ovšem není. Jelikož bude filtrované pásmo v rozsahu 200 – 600 MHz, řada filtrů se stane nepraktických.

Zvolené filtry k návrhu DPS by měly splňovat naše požadavky – musí realizovat HP a jejich  $f_m$  musí být v námi zpracovávaném frekvenčním pásmu. Dále musí vyhovovat, co se jednoduchosti, kompaktnosti a rozměrů týče. Na základě toho je možné zvolit vhodný filtr.

Vzhledem k tomu, že použitý spínač má 6 výstupů, je maximální možný počet použitých filtrů 6. Ve výsledku však nebudou všechny kanály obsahovat filtr – jeden kanál bude sloužit jako přímé spojení, tedy na tomto výstupu nebude signál filtrován.

Stejně jako při volbě přepínače, nemá smysl tyto filtry navrhovat a konstruovat

vlastním způsobem. Firmy zabývající se vývojem nejen HP filtrů jsou především Mini-circuits, Coilcraft. Při návrhu tedy budou vybrány filtry z řady těchto výrobců.

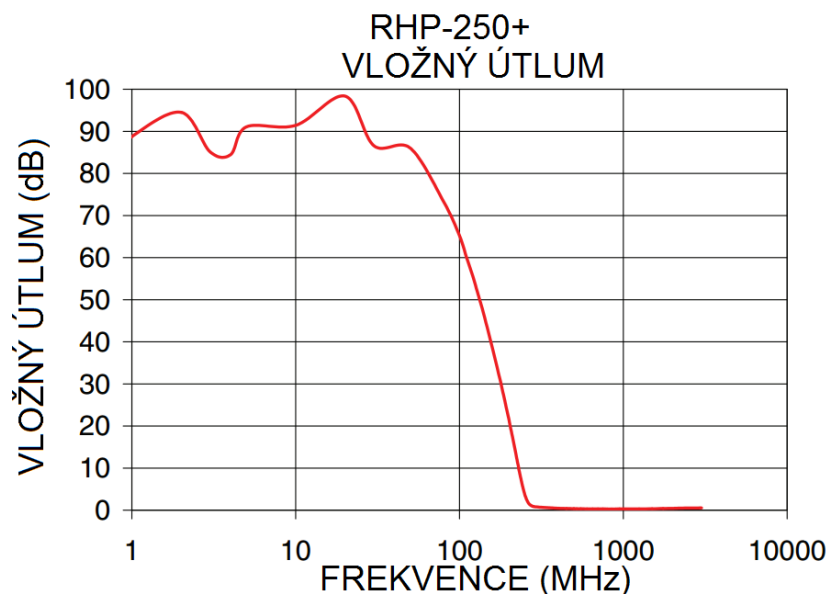
### 4.3.1 Filtry firmy Mini-circuits

Frekvenční pásmo HP filtrů firmy Mini-circuits je v rozmezí 16 – 8400 MHz, přičemž jednotlivé  $f_m$  filtrů jsou poměrně blízké – na námi požadované frekvenční pásmo připadá 5 filtrů. Jednotlivé filtry jsou vybírány jednak na základě  $f_m$ , ale také základě jejich pouzdra. Základní parametry jsou uvedeny v tabulce 4.2

Tabulka 4.2 Základní vlastnosti zvolených filtrů od firmy Mini-circuits

Označení	$f_m$ [MHz]	Pouzdro	Vložný útlum v propustné m pásmu [dB]	Vložný útlum v nepropustném pásmu [dB]	PSV na $f_m$ [-]	Maximální vstupní výkon [W]	Cena za 1ks (při objednávce 10ks, CZK)
RHP – 180+	180	GP731	< 0,88	> 20	2,49	0,5	323
RHP – 250+	250		< 0,79	>14	3,78		
RHP – 305+	305		< 0,78	>15	3,24		
RHP – 395+	395		< 0,71	>13	3,51		
RHP – 755+	755		< 0,54	>9	3,11		

Tabulka 4.2 udává stručný přehled základních vlastností jednotlivých filtrů. Jak je vidět, jednotlivé mezní frekvence jsou zvoleny z požadovaného pásma a pro univerzálnost filtru je využito pouzdro GP73, určeno pro povrchovou montáž, s rozměry 8,9 x 8,9 x 2,5 mm. Vložný útlum, stejně jako PSV s rostoucí frekvencí signálu klesá (což je typický průběh pro HP) až k hodnotám pohybujících se v okolí 0,5 dB pro vložný útlum, a 1,35 pro PSV. Maximální vstupní výkon signálu je 0,5W. Tato hodnota odpovídá v přepočtu 27 dBm – pro naše účely je tedy tato hodnota dostačující. Cena jednoho kusu se zdá přijatelná, avšak jak je v tabulce uvedeno, jedná se o cenu při objednávce minimálně 10 ks. Není bohužel umožněno kupovat filtry po jednom kusu. Pokud by byl dodržen minimální počet objednaných kusů, a současně by bylo nakoupeno všech 5 typů filtru, bylo by celkem 50 filtrů, přičemž využito by jich bylo pouze 5.



Obrázek 4.8 Grafický průběh vloženého útlumu v závislosti na frekvenci [17]

Na obrázku 4.8 vidíme typický průběh vloženého útlumu filtru (konkrétně filtr RHP-250+), kdy pro nepropustné pásmo je velký vložený útlum (pro tento případ 90 dB). Pro propustné pásmo je útlum minimální. Na základě průběhů vloženého útlumu jednotlivých filtrů je možné odhadnout řád filtru. Všechny námi vybrané filtry odpovídají 4. řádu (tedy útlum -80 dB/dekádu).

### 4.3.2 Filtry firmy Coilcraft

Firma Coilcraft je dalším zástupcem výrobců filtrů typu HP. Frekvenční rozsah HP filtrů již zde není tak hojný, jako tomu bylo u firmy Mini-circuits, ale i tak je možné zajistit HP filtry ve frekvenčním pásmu 15 – 800 MHz. I přestože některé filtry budou mimo námi požadovaný frekvenční rozsah (vzhledem k tomu, že nebylo uskutečněno praktické měření, bude rozšíření frekvenčního pásma přijatelnou změnou).

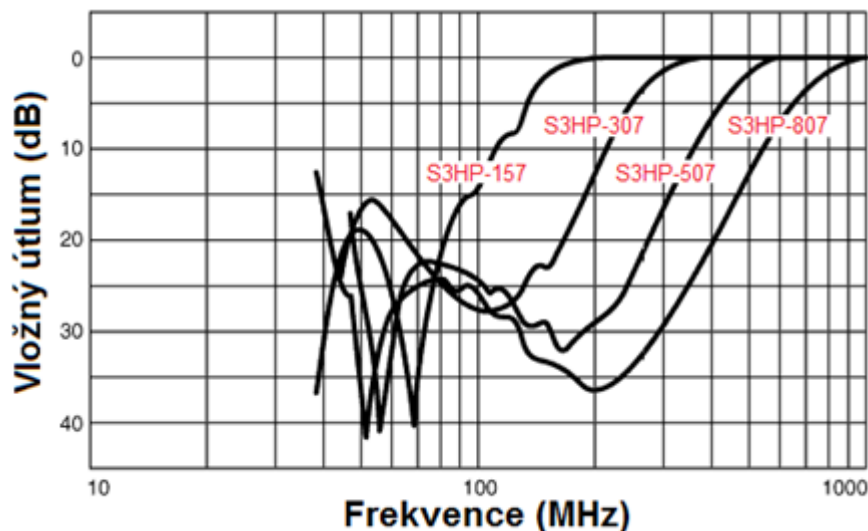
Tabulka 4.3 Tabulka zvolených filtrů od firmy Coilcraft

Označení	Mezní frekvence [MHz]	Cena za 1ks (CZK)
S3HP157LB	150	180
S3HP307LB	300	
S3HP507LB	500	
S3HP807LB	800	

Jak je z tabulky 4.3 vidět, mezní frekvence jsou již dosti odstupňované. Avšak cena je téměř poloviční a je možné koupit pouze 1 kus. Zvoleny jsou tedy 4 filtry s tím, že jeden kanál bude bez filtru a jeden kanál nebude využit.

Filtry jsou založeny na využití Butterworthovy aproximace 3. řádu a přizpůsobeny na 50 Ω. Udávaný vložený útlum v propustném pásmu je menší než 0,3 dB.





Obrázek 4.9 Vložný útlum vybraných filtrů [18]

K dispozici jsou tedy filtry dražší, avšak s lepším rozložením mezních frekvencí, nebo filtry levné, ale dostupné. Návrh prototypu zařízení bude tedy takový, že v první řadě budou zvoleny filtry z firmy Coilcraft. K těmto filtrům bude navržena DPS a následně proběhne praktické měření. Po ověření funkčnosti již není problém navrženou DPS upravit o jiný typ pouzdra filtru a následně celé zařízení zařadit do systému detekce částečných výbojů.

Vzhledem k tomu, že je již znám samotný koncept a jsou vybrané vhodné součástky, je možné přistoupit k návrhu přepínatelného filtru signálu. Obvodový návrh je pak uveden v příloze B.1.

## 4.4 Návrh desky plošných spojů

Při návrhu VF desky je nutné uvažovat frekvence, které má daná deska přenášet. Vzhledem k tomu, že navrhovaný přepínač má pracovat v pásmu UKV, je nutné typ vedení umožňující přenášet signál s co nejmenšími ztrátami a zkreslením.

Existuje mnoho typů vedení, avšak vzhledem ke způsobům realizace budou uvažovány dva základní typy – otevřené nesymetrické mikropáskové vedení (tzv. Microstrip) a koplanární vlnovod s pokoveným substrátem (tzv. CB-CPW, z anglického *conductor-backed coplanar waveguide*).

### 4.4.1 Otevřené nesymetrické mikropáskové vedení

Jak bylo uvedeno v kapitole 2.2, u mikropáskového vedení se šíří vlna HEM s disperzí, což má za následek, že celou strukturu nelze řešit přesně analyticky. Na základě toho se zavádí základní předpoklad, že celou strukturou se šíří vlna kvazi-TEM. Existuje více postupů řešení, jako je metoda integrálních rovnic, metoda konečných prvků aj. Struktura otevřeného nesymetrického mikropáskového vedení je zobrazena v kapitole 2.2 na obrázku 2.2. Zobrazení vektorů intenzit elektrického a magnetického pole v okolí mikropásku je pak zobrazeno na obrázku 2.3.

Při tomto návrhu bude využito přibližného řešení pomocí metody konformního zobrazení, což nám umožňuje relativně jednoduché matematické zpracování. Nevýhodou tohoto předpokladu je pak frekvenční omezení, na základě čehož je možné jednodušší matematické postupy využívat pouze do „nižšího“ frekvenčního pásma (3 – 6 GHz, dle typu substrátu). Všechny parametry otevřeného nesymetrického mikropáskového vedení se pak určují jako parametry jeho konformně sdruženého obrazu bez rozptylového pole a přepočtou se zpět. Příčná nehomogenost mikropáskového vedení se tedy respektuje zavedením pojmu efektivní permitivita  $\varepsilon_{\text{ef } r}$ , která je funkcí relativní permitivity  $\varepsilon_r$ , šířky mikropásku  $w$ , výšky dielektrického substrátu  $h$  a efektivní šířky mikropásku  $w_{\text{ef}}$ , která je funkcí šířky mikropásku  $w$  a výšky dielektrického substrátu  $h$ .

Pro matematickou syntézu mikropáskového vedení byl napsán program v prostředí Matlab (viz příloha bakalářské práce, program s názvem „Microstrip“) využívajících matematických vztahů pro návrh převzatých z [1]. Program umožňuje syntézu pro libovolnou hodnotu požadované impedance vedení (typicky 50  $\Omega$ ) pro různé substráty. Součástí je i excelovský soubor obsahující dostupné substráty Ústavu radioelektroniky na Fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně.

Princip programu spočívá ve vyčtení požadovaných dat o substrátech z excelovského souboru, který je předem definovaný uživatelem. Jedná se o typ substrátu, jeho výšku  $h$ , relativní permitivitu  $\varepsilon_r$  a ztrátový činitel  $\text{tg } \delta$ . Tato data jsou následně brána jako vstupní parametry samotného programu. Po získání vstupních dat je vypočten poměr šířky vedení s výškou substrátu  $w/h$  (pro první iteraci je zvoleno  $w = 1$  mm,  $h$  je známo). Na základě poměru, tedy zda je  $w/h \leq 1$ , případě  $w/h \geq 1$ , jsou zvoleny vzorce pro další návrh mikropáskového vedení. Jsou spočteny parametry  $\varepsilon_{\text{ef } r}$ ,  $w_{\text{ef}}$ , celkové ztráty  $\alpha_c$  a zkosení rohu, tzv. mitered bend. Z  $\varepsilon_{\text{ef } r}$  a  $w_{\text{ef}}$  a  $h$  je pak ze vztahu

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{ef } r}}} \cdot \frac{h}{w_{\text{ef}}}, \quad (4.1)$$

vypočtena charakteristické impedance  $Z_0$  nesymetrického mikropáskového vedení.

Pokud se tato impedance liší od požadované impedance (defaultně 50  $\Omega$ ), je šířka mikropásku  $w$  zvětšena (pro  $Z_0 > 50$ ), případně zmenšena (pro  $Z_0 < 50$ ) o iterační krok, který je nastaven na 1  $\mu\text{m}$ . Po změně šířky dojde znovu k přepočtení všech patřičných proměnných, včetně charakteristické impedance  $Z_0$ , a opět je testováno, zda se hodnota liší od požadovaných 50  $\Omega$ . Celá smyčka běží tak dlouho, dokud není splněna maximální požadovaná přesnost výpočtu a výsledná (matematicky vypočtená) impedance mikropáskového vedení není rovna 50  $\Omega$ .

Program pracuje vždy s jedním substrátem a výsledky si ponechává v maticích proměnných, které jsou po výpočtu pro poslední substrát zapsány opět do excelovského souboru (viz obrázek 4.10). V něm je možné zjistit šířku mikropásku  $w$ , charakteristickou impedanci  $Z_0$  a celkové ztráty  $\alpha_c$  dané součtem ztrát v dielektriku a ztrát ve vodiči. Dále je pak spočten mitered bend, tedy zkosení rohu, které je nutno dodržet při změně směru mikropáskového vedení, díky čemuž je zajištěno minimalizování parazitních prvků. V neposlední řadě je zobrazena i efektivní permitivita umožňující výpočet vlnové délky  $\lambda_g$  a pásmo jednovírovosti vidu kvazi-TEM.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
1	Dostupné substráty						Navržené mikropáskové vedení					
2	číslo	Typ substrátu	h	er	tg delta		w	Z0	Celkové ztráty $\alpha_c$	Mitered bend	$\epsilon_{\text{eff}}$	fmax (TE10)
3	substrátu		[mm]	[-]	[-]		[mm]	[ohm]	[dB/mm]	[mm]	[-]	[GHz]
4	1	Arlon 1000	3,175	10,000	0,0030		3,879	50,000	4,710E-03	3,538	6,872	6,266
5	2	Arlon 600	1,575	6,150	0,0030		2,847	50,000	3,476E-03	2,322	4,426	12,631
6	3	CuClad 233	1,524	2,330	0,0013		4,902	50,000	5,525E-03	3,664	1,990	13,054
7	4	FoamClad	1,880	1,250	0,0035		8,555	50,000	9,660E-03	6,308	1,196	10,582
8	5	Cuclad 217	0,127	2,170	0,0009		0,426	50,000	5,302E-04	0,317	1,876	156,650
9	6	IsoClad 933	1,524	2,330	0,0016		4,902	50,000	5,545E-03	3,664	1,990	13,054
10	7	Arion 25N	1,524	3,380	0,0025		3,946	50,000	4,578E-03	3,012	2,705	13,054
11	8	Arion 25N	0,762	3,380	0,0025		1,973	50,000	2,389E-03	1,506	2,705	26,108
12	9	Cuclad 217	0,254	2,170	0,0009		0,851	50,000	1,002E-03	0,634	1,876	78,325
13	10	Taconic TACLAM +	0,254	2,100	0,0080		0,867	50,000	1,471E-03	0,646	1,826	78,325
14	11	CuClad233	0,508	2,330	0,0013		1,634	50,000	1,900E-03	1,221	1,990	39,162
15	12	CuClad217	0,508	2,180	0,0009		1,698	50,000	1,941E-03	1,266	1,883	39,162
16	13	CuClad217	0,787	2,200	0,0009		2,618	50,000	2,962E-03	1,952	1,898	25,266
17	14	CuClad217	1,524	2,180	0,0009		5,093	50,000	5,707E-03	3,797	1,883	13,054
18	15	FR4	1,500	4,500	0,0210		3,274	50,000	5,563E-03	2,566	3,426	13,263
19	16	FR4	1,000	4,500	0,0210		2,183	50,000	4,352E-03	1,711	3,426	19,895
20	17	FR4	0,800	4,500	0,0210		1,746	50,000	3,868E-03	1,369	3,426	24,868
21	18	FR4	0,500	4,500	0,0210		1,091	50,000	3,142E-03	0,855	3,426	39,789

Obrázek 4.10 Výstup matlabovského skriptu – návrh otevřeného nesymetrického mikropáskového vedení

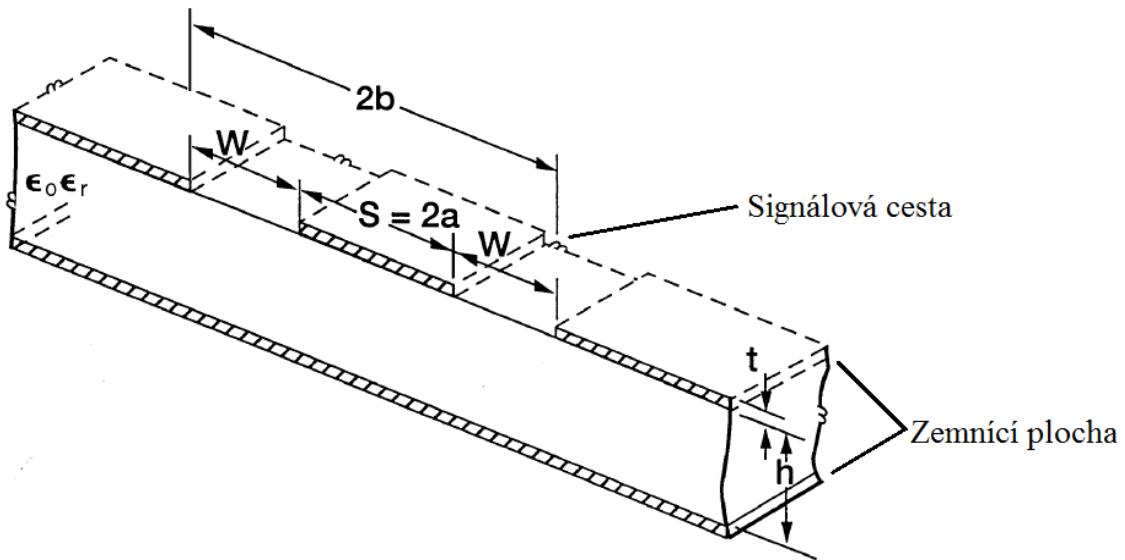
Uživateli je umožněna změna některých základních parametrů programu, tedy změnou proměnných *Min* a *Max* určuje rozsah řádků v excelovském souboru, na kterém se nacházejí substráty. Dále je možné změnou proměnné *Z0* upravit změnu požadované charakteristické impedance mikropásku, změnou proměnné *f* změnit frekvenci zpracovávaného signálu (slouží pouze pro výpočet ztrát), změnou proměnné *t* upravit výšku pokovení substrátu (obrázek 4.10 odpovídá konfiguraci *Min* = 4, *Max* = 21, *Z0* = 50  $\Omega$ , *f* = 600 MHz, *t* = 35  $\mu\text{m}$ ).

#### 4.4.2 Koplanární vlnovod s pokoveným substrátem

Stejně jako tomu bylo u mikropáskového vedení i u CB–CPW je možné celou strukturu rozdělit na 2 části, kdy první část tvoří dielektrikum obklopující strukturu, a druhou pak substrát s relativní permitivitou  $\epsilon_r$ , takže šířící se vlna prochází přes 2 odlišné prostředí a není zde tedy tzv. čistá TEM vlna.

CB–CPW má na první pohled (viz obrázek 4.11) odlišný návrh oproti otevřenému nesymetrickému mikropáskovému vedení. Na horní vrstvě substrátu je nanášena vodivá vrstva, která je pomocí značného množství prokovů propojena se zemnicí plochou. Impedance celého CB–CPW je pak dána právě šířkou středního vodiče a šířkou mezery mezi středním vodičem a horní pokovenou plochou. Návrh CB–CPW s požadovanou impedancí je tak tedy možné provést buďto změnou šířky středního vodiče, nebo změnou izolační mezery. Právě na tomto principu je založen druhý program, sloužící k návrhu CB–CPW vedení. K návrhu je využito rovnic převzatých z [23].

Oproti návrhu mikropáskového vedení je návrh CB–CPW nejednoznačnou úlohou a má více řešení. Jak je výše uvedeno, změnu impedance CB–CPW je totiž možné dosáhnout změnou dvou parametrů. Program (viz příloha bakalářské práce, program s názvem „CB\_CPW“) je napsán tak, aby rozmítal vždy jeden parametr (šířku středního vodiče *s*) a dopočítával druhý (šířku mezery *w* mezi středním vodičem a horní zemnicí plochou).



Obrázek 4.11 Detail struktury CB-CPW vedení [23]

Stejně jako u předchozího návrhu, i zde se pracuje s excelovským souborem, ze kterého jsou opět vyčítány základní informace o substrátu, pro který je CB-CPW navrhováno. Šířka  $a$  je rozmítána od defaultní hodnoty (0,01 mm) až po maximální šířku středního vodiče  $s$  zvolenou uživatelem (defaultně 2 mm). Stejně tak je defaultně určená šířka  $b$ . Z maximální šířky vodiče se určí počet bodů, pro které bude program pročítat impedanci vedení. Počáteční šířky  $a$  a  $b$  pro výpočet jsou 10  $\mu\text{m}$ . S těmito vstupními daty je prováděn výpočet základních konstant  $k'$ ,  $k$ ,  $k_3$ ,  $k'_3$ , daných vztahy

$$k = \frac{a}{b}, \quad k_3 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)}, \quad k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad k'_3 = \sqrt{1 - k_3^2}, \quad (4.2)$$

kde  $a, b$  jsou rozměry CB-CPW a  $h$  je výška substrátu. Tyto konstanty slouží pro následný výpočet  $\varepsilon_{\text{efr}}$ , která je dána vztahem

$$\varepsilon_{\text{efr}} = \frac{1 + \varepsilon_r \frac{K(k') K(k_3)}{K(k) K(k'_3)}}{1 + \frac{K(k') K(k_3)}{K(k) K(k'_3)}}, \quad (4.3)$$

kde  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita substrátu a  $K(k)$  je kompletní eliptický integrál prvního druhu. Jakmile je známa efektivní relativní permitivita substrátu  $\varepsilon_{\text{efr}}$ , je spočtena charakteristická impedance vedení  $Z_0$ , dána vztahem

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{efr}}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}}. \quad (4.4)$$

Následný postup je podobný postupu při návrhu otevřeného nesymetrického mikropáskového vedení. A tedy, je-li  $Z_0$  větší než požadovaná hodnota (defaultně 50  $\Omega$ ), je od šířky  $b$  odečtena konstanta „step“ (defaultně step = 10  $\mu\text{m}$ ). V opačném případě, tedy je-li  $Z_0 < 50 \Omega$ , je k  $b$  konstanta přičtena. Tato iterace probíhá tak dlouho, dokud není splněna maximální požadovaná přesnost výpočtu a výsledná (matematicky

vypočtená) impedance CB–CPW vedení není pro danou šířku středního vodiče rovna  $50 \Omega$ . Jakmile je nalezeno řešení, je ze šířek  $a, b$  vypočtena skutečná šířka středního vodiče  $s$  a šířka mezery  $w$ . Výsledek je zobrazen v grafu v podobě bodu o souřadnicích  $[x = s, y = w]$ . Nyní dojde ke zvětšení šířky  $a$  a výpočet je opakován, dokud opět není nalezena šířka  $b$ . Výsledek je opět zanesen do grafu a celý proces se stále opakuje, dokud není dosaženo maximální šířky středního vodiče zadané uživatelem.

Výsledkem celého procesu je tedy graf pro daný substrát, jehož osa  $x$  znázorňuje šířku středního vodiče  $s$  v milimetrech a osa  $y$  označuje šířku mezery  $w$ , také v milimetrech. Graf zobrazuje výsledky jednotlivých iterací (tedy návrh CB–CPW pro  $50 \Omega$ ). Pokud je zvolen jakýkoliv bod z grafu, je zaručeno, že CB–CPW o rozměrech vyčtených z grafu bude mít požadovanou impedanci (viz obrázek 4.13). Záleží jen na uživateli, který bod si zvolí. Do excelovského souboru, ze kterého byla načtena data o substrátech, je poté uložena hodnota průměrné efektivní relativní permitivity  $\epsilon_{\text{efr}}$ . Průměrování je zvoleno z důvodu, že pro každou volbu šířek  $s$  a  $w$  je  $\epsilon_{\text{efr}}$  rozdílná (odchylka je řádově setiny až desetiny). Ve vedlejším sloupci je pak zobrazena vlnová délka  $\lambda_g/20$  udávající minimální vzdálenost dvou prokůvů pro maximální provozní frekvenci CB–CPW.

	A	B	C	D	E	F	G	H
1	Dostupné substráty						Navržené CB-CPW vedení	
2	číslo	Typ substrátu	h	$\epsilon_r$	tg delta		$\epsilon_{\text{efr\_prum}}$	$\lambda_{\text{bdag}}/20$
3	substrátu		[mm]	[-]	[-]		[mm]	[mm]
4	1	Arlon 1000	3,175	10,000	0,0030		5,610	2,111
5	2	Arlon 600	1,575	6,150	0,0030		3,739	2,586
6	3	CuClad 233	1,524	2,330	0,0013		1,686	3,851
7	4	FoamClad	1,880	1,250	0,0035		1,127	4,710
8	5	Cuclad 217	0,127	2,170	0,0009		1,720	3,813
9	6	IsoClad 933	1,524	2,330	0,0016		1,686	3,851
10	7	Arion 25N	1,524	3,380	0,0025		2,237	3,343
11	8	Arion 25N	0,762	3,380	0,0025		2,369	3,249
12	9	Cuclad 217	0,254	2,170	0,0009		1,708	3,826
13	10	Taconic TACLAM +	0,254	2,100	0,0080		1,667	3,872
14	11	CuClad233	0,508	2,330	0,0013		1,786	3,742
15	12	CuClad217	0,508	2,180	0,0009		1,702	3,833
16	13	CuClad217	0,787	2,200	0,0009		1,665	3,875
17	14	CuClad217	1,524	2,180	0,0009		1,608	3,943
18	15	FR4 1.5	1,500	4,500	0,0210		2,840	2,967
19	16	FR4 1.0	1,000	4,500	0,021		2,967	2,903
20	17	FR4 0.8	0,800	4,500	0,021		2,979	2,897
21	18	FR4 0.5	0,500	4,500	0,021		3,006	2,884

Obrázek 4.12 Výstup matlabovského skriptu – návrh CB–CPW vedení

Rozmítání šířky středního vodiče a dopočítávání vždy korektních šířek mezer a to (vše pro 18 substrátů) vyžaduje vysokou náročnost na výpočetní výkon. Pro urychlení výpočtu byl vyzkoušen lineární průběh počátečního odhadu, nicméně doba pro výpočet jednoho substrátu odpovídala zhruba dvaceti minutám (platí pro procesor Intel Core i5–3337U). Doba výpočtu celého skriptu pak byla zhruba 6 hodin. To je velmi nepraktické. Následně byl jako počáteční odhad zvolen  $(n-1)$  krok, kdy celková doba

výpočtu pak nepřesáhla jednu hodinu.

Vzhledem k časové náročnosti funkce ukládá jednotlivé grafy do složky, ve které se matlabovský skript nachází. Jednotlivé grafy jsou během výpočtu vykreslovány a pojmenovávány substrát\_x, kde značí x je číslo substrátu. Uživatel pak má možnost otevřít pouze výsledný graf pro daný substrát a nemusí tak být omezován výpočtem, který stačí provést pouze jednou pro zadanou konfiguraci.

Stejně jako tomu bylo u programu pro návrh otevřeného nesymetrického mikropáskového vedení, i zde je uživateli umožněna změna základních parametrů. Jedná se o rozsah řádků v excelovském souboru, na kterém se nacházejí substráty (jinými slovy, je možné určit pro které substráty má být výpočet proveden) pomocí proměnných *Min* a *Max*. Dále pak pochopitelně změna požadované impedance  $Z_0$  (defaultně 50  $\Omega$ ). Možné je i určit maximální povolenou odchylku výpočtu  $\Delta Z_0$ , která je defaultně nastavena na 0,1  $\Omega$  (pozn. Při požadování větší přesnosti výpočtu je třeba snížit i proměnnou *step* určující výpočetní krok. Bez této úpravy nemusí dojít ke konvergenci řešení). V neposlední řadě je možnost změnit i výšku pokovení substrátu proměnnou *t*, která je defaultně nastavena na 35  $\mu\text{m}$ . Současně je možné změnit maximální pracovní frekvenci vedení  $f_{\text{max}}$ , ze které je určena doporučená vzdálenost prokovů při návrhu. Jako poslední je možné změnit maximální šířku středního vodiče  $s_{\text{max}}$ , která určuje, do jakých rozměrů *s* má být výpočet proveden (defaultně  $s_{\text{max}} = 2$  mm). Stejně tak je program ošetřen pro maximální šířku mezery  $w_{\text{max}}$  (defaultně  $w_{\text{max}} = 3$  mm).

Vzhledem k požadavkům při výrobě DPS, je program doplněn barevným označením jednotlivých bodů umožňující jednodušší interpretaci grafů. Proměnná *presnost\_vyroby* (defaultně 0,3 mm) značí výrobní požadavek na minimální požadovaný odstup vodiče od polygonu při návrhu DPS. Modré body značí rozměry, které nejsou na dílně schopni vyrobit. Červené body pak splňují jejich požadavky pro výrobu DPS. Obrázek 4.13 odpovídá konfiguraci  $Min = 4$ ,  $Max = 21$ ,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $\Delta Z_0 = 0,1 \Omega$ ,  $f_{\text{max}} = 3$  GHz,  $t = 35 \mu\text{m}$ ,  $s_{\text{max}} = 2$ ,  $w_{\text{max}} = 3$ , *presnost\_vyroby* = 0,3 mm.

#### 4.4.3 Provedení desek

Předchozí 2 podkapitoly byly zaměřeny na matematický postup při návrhu určitého typu vedení. Nyní je potřeba se zaměřit na vhodnou volbu jednoho z nich. Cílem práce není zaměřit se na rozdíly mezi jednotlivými typy, proto je vše názorně zřehledněno v následující tabulce:

Tabulka 4.4 Srovnání mikropáskového a CB–CPW vedení

	Dominantní vlna	Užitečná šířka pásma	Možný rozsah impedance	Rozptyl EM pole	Vyzařovací ztráty (milimetrové vlny)
Mikropáskové vedení	Kvazi–TEM	Úzká	Mírný	Vysoký	Vysoké
CB–CPW vedení	Kvazi–TEM	Široká	Široký	Nízký	Mírné

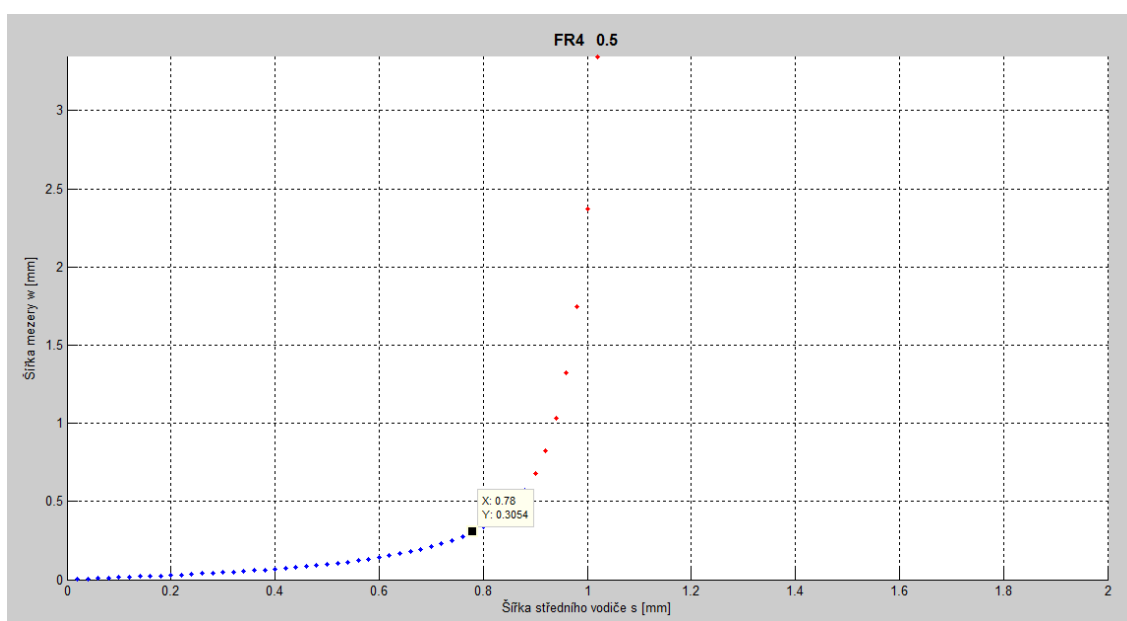
Jak lze vidět z tabulky 4.4, CB–CPW oproti mikropáskovému vedení je širkopásmovější. Stejně tak má širší rozsah impedancí a nižší rozptyl EM pole, díky čemuž má na milimetrových vlnách menší ztráty vyzařováním.

Vzhledem k těmto parametrům bylo pro návrh zvoleno CB–CPW vedení. Dalším

důležitým parametrem návrhu byla také možnost realizace – vzhledem k rozměrům VF přepínače je nepraktické použít jakékoliv vedení s rozměry většími než 1 mm, přičemž 1 mm je stále diskutabilní.

Jak je z obrázku 4.10 patrné, jen 3 substráty (Cuclad 217 s výškou  $h = 0,127$  mm, Cuclad 217 s výškou  $h = 0,254$  mm a Taconic TACLAM +) umožňují návrh vedení se šířkou  $w < 1$  mm. Ostatní substráty jsou pro praktický návrh nevyhovující – šířka tohoto vedení by byla větší než 1 mm. Další důležitým parametrem je také výška substrátu. Jak je vidět, výška vyhovujících substrátů není větší než 0,254 mm. Tento fakt jednoznačně říká, že z konstrukčního hlediska jsou tyto substráty velmi tenké a ohebné, dokonce se může jednat o tkaninu využívanou například pro návrh patch antén v automobilech.

CB–CPW v porovnání s otevřeným nesymetrickým mikropáskovým vedením umožňuje kompaktnější návrh. Pro danou impedanci je možné volit šířky v řádech mikrometrů až milimetrů, avšak hlavním omezujícím faktorem je schopnost výroby. Již zmiňovaný minimální požadovaný odstup vodiče od polygonu velmi komplikuje možnost a variabilitu návrhu. Je třeba tedy najít substrát, na kterém bude šířka středního vodiče  $s$  menší než 1 mm (ideálně ještě méně) a současně bude splněna podmínka, že šířka mezery  $w$  bude korespondovat s možnostmi výroby. Tyto požadavky splňují již dříve uvedené 3 substráty, nyní včetně klasické FR4, avšak s výškou  $h = 0,5$  mm. Na základě porovnání jednotlivých návrhů a praktičnosti bude použito CB–CPW vedení realizováno na substrátu FR4 s výškou  $h = 0,5$  mm. Pro návrh CB–CPW s požadovanou impedancí  $Z_0 = 50 \Omega$  jsou rozměry odečteny z grafu, jež je výstupem programu pro návrh CB–CPW vedení (viz obrázek 4.13). Pro výrobu desky byl požadavek na minimální odstup vodiče od polygonu 0,3 mm, takže je zvolena šířka středního vodiče  $s = 0,78$  mm, při šířce mezery  $w = 0,3054$  mm.

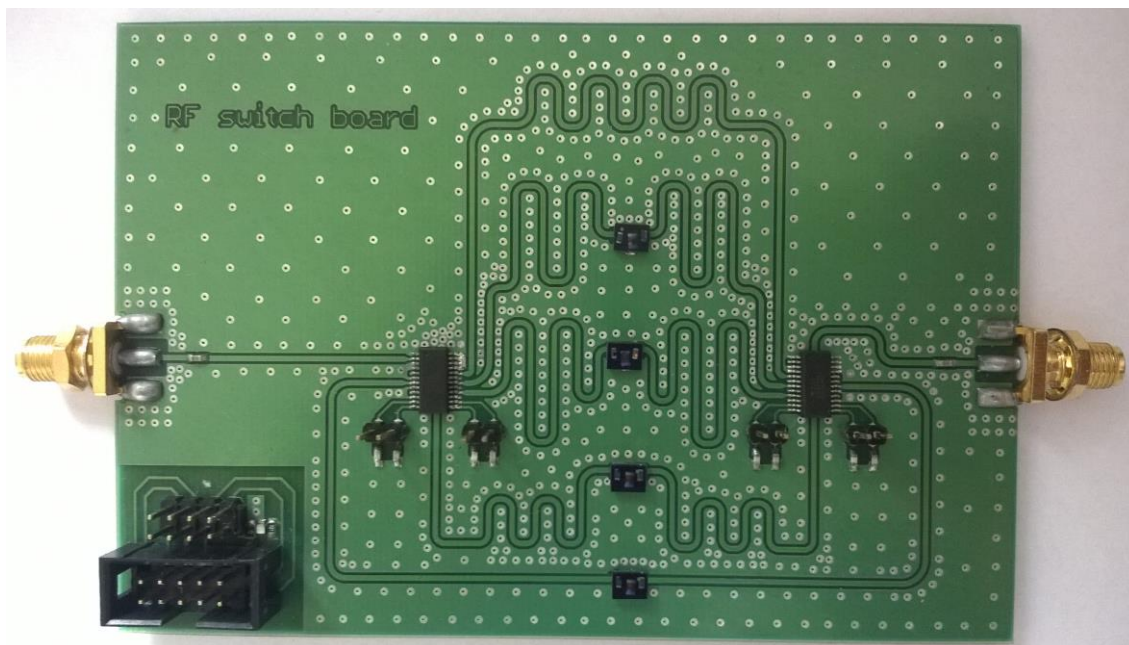


Obrázek 4.13 Výstup matlabovského skriptu – graf pro návrh CB–CPW vedení

Vzhledem k tomu, že je systém detekce částečných výbojů založen na vyhodnocování rozdílu času mezi příjmem signálů z jednotlivých antén, je vhodné zajistit stejnou délku jednotlivých kanálů přepínatelného filtru pro případ, kdyby v jednotlivých

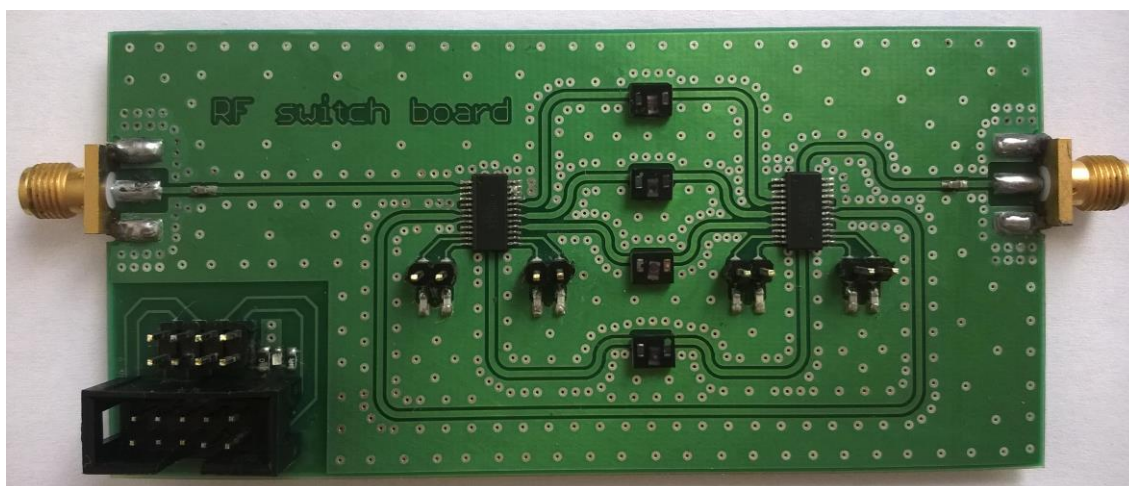


kanálech byly potřeba použít filtry s různými  $f_m$ . Po stranách DPS jsou SMA konektory umožňující přivést VF signál, vlevo dole je pak dvojice konektorů zajišťující jednak přívod řídicích signálů z řídicí desky a také rozvod řídicích signálů po DPS. Uprostřed lze vidět propojení filtrů a jednotlivých přepínačů.



Obrázek 4.14 Realizace přepínatelného filtru s jednotnou délkou kanálů

Pro porovnání bylo realizováno ještě jedno zapojení kladoucí naopak důraz na co nejkratší propojení jednotlivých kanálů. PCB návrhy jednotlivých desek jsou k dispozici v přílohách B.3 až B.8.



Obrázek 4.15 Realizace přepínatelného filtru s odlišnou délkou kanálů



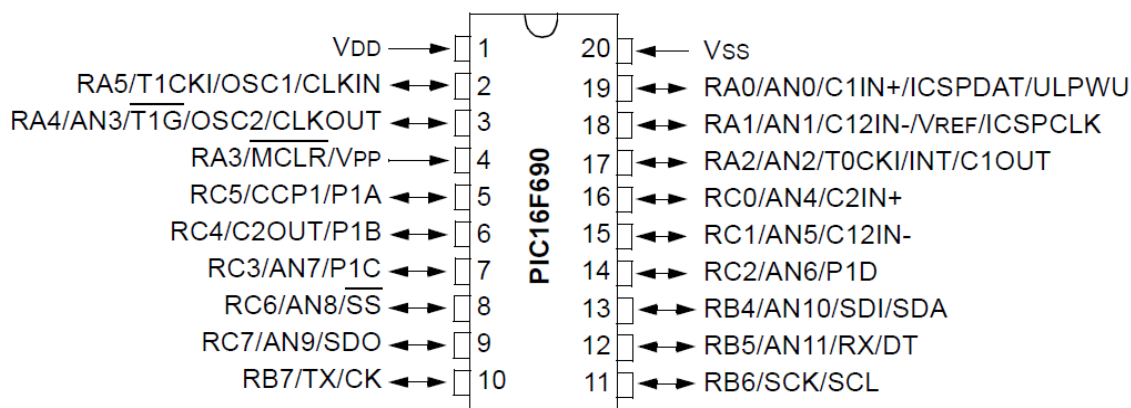
## 5 ŘÍDÍCÍ MODUL PŘEPÍNATELNÉHO FILTRU SIGNÁLU

Zvolený VF přepínač je nutné řídit pomocí vstupních napěťových úrovní. Každý přepínač má 3 řídicí vstupy (A, B, C), přičemž různou kombinací napěťových úrovní na těchto vstupech je dosaženo přepnutí vstupu na požadovaný výstup. Řídicí modul přepínatelného filtru signálu tedy má za úkol tyto kombinace generovat a následně přivádět do vstupu přepínače.

Modul bude obsahovat 2 mikrospínače zajišťující snadnou volbu požadovaného kanálu. Ovládání bude tedy takové, že jeden spínač bude zvyšovat mezní frekvenci (tedy přepínat na kanál s filtrem o vyšší  $f_m$ ) a druhý snižovat (přepínat na kanál s filtrem o nižší  $f_m$ ), popřípadě bude umožňovat vypnutí přepínače – při tomto stavu je vstupní signál odražen zpět. Mezní frekvence zvoleného kanálu pak bude zobrazena na třímístném sedmisegmentovém displeji.

K realizaci toho řídicího procesu bude využit mikrokontrolér PIC 16F690. Rodina mikrokontrolérů PIC vyráběných firmou Microchip, je velice rozmanitá, přičemž je snaha o to mít na každou konkrétní aplikaci unikátní mikrokontrolér. Vzhledem k jednoduchosti řízení je typ 16F690 dostačující volbou.

Jedná se o osmibitový mikrokontrolér s vnitřním oscilátorem o frekvenci 8 MHz a rozsahem napájecího napětí 2 – 5 V. Programová paměť o velikosti 4096 B společně s datovou pamětí 512 B je pro daný program, jak je vidět na obrázku 5.2, dostačující. Mikrokontrolér disponuje krom 2 napájecích pinů dalšími osmnácti, sloužících k uživatelskému využití.



Obrázek 5.1 Mikrokontrolér PIC16F690 [19]

Pro námi zvolený přepínač odpovídá níže uvedená pravdivostní tabulka 5.1. LOW označuje stav nízké logické úrovně (logická 0), která je pro napájecí napětí 5 V v rozmezí 0 – 0,8 V. Stav HIGH značí úroveň logické 1, která se pro napájecí napětí 5 V pohybuje v rozsahu 2 – 5 V. Jak je vidět, pro různé kombinace vstupních logických úrovní je vždy sepnut jeden aktivní výstup a pro poslední dvě kombinace je výstup vypnutý.

Tabulka 5.1 Pravdivostní tabulka přepínače HMC252QS24E [16]

Řídící vstupy			Aktivní výstup
A	B	C	
LOW	LOW	LOW	RF1
HIGH	LOW	LOW	RF2
LOW	HIGH	LOW	RF3
HIGH	HIGH	LOW	RF4
LOW	LOW	HIGH	RF5
HIGH	LOW	HIGH	RF6
LOW	HIGH	HIGH	ALL OFF
HIGH	HIGH	HIGH	ALL OFF

## 5.1 Řídící program

Program pro ovládání byl napsán v prostředí MPLAB X IDE, v programovacím jazyce C. Hlavní důraz byl kladen především na jednoduchost a snadné ovládání. Program je složen z několika funkcí zajišťujících jeho správnou činnost:

funkce *init ()* slouží k nastavení jednotlivých registrů mikrokontroléru – vypnutí komparátorů, přepnutí na digitální vstup/výstup, povolení přerušeni atp.

*setUpPort ()* zajišťuje na základě vstupní proměnné *count* (proměnná určující, který kanál má být aktivní) výstupní kombinaci logických úrovní potřebnou k řízení VF přepínače. Defaultně je výstup nastaven tak, aby VF přepínač byl ve stavu „vypnuto“.

*main (void)* je hlavní smyčka sloužící ke kontrole vstupních pinů (piny, na kterých jsou připojeny spínače). Je-li sepnut spínač, dojde buďto ke zvýšení, nebo snížení proměnné *count*, na základě čeho (jak bylo vysvětleno u funkce *setUpPort ()*) dojde ke změně kanálu.

*buttonPressed ()* je funkce zavolaná při stisknutí spínače. Zajišťuje nastavení proměnné *mode = SETUP\_MODE*, která je potřebnou proměnnou pro řízení přerušeni od čítače časovače. Jednoduše řečeno, je-li stisknuto tlačítko, je nastaven požadavek na blikání displeje, která uživateli indikuje změnu kanálu. Dále je zavolána funkce *setBuffer ()*, který naplní pole znaky, které budou zobrazeny na displeji (např. „OFF“).

*setDisplayoff ()* slouží k vypnutí jednotlivých segmentů sedmisegmentového displeje.

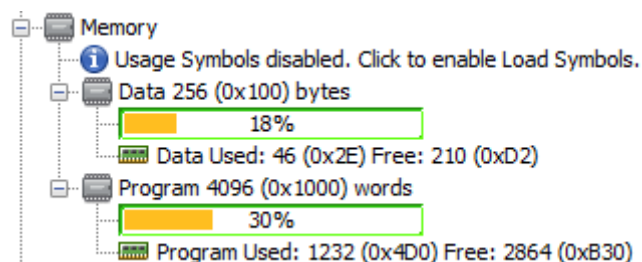
*setDigit (char c)* obsahuje definici jednotlivých znaků použitých při zobrazování na displeji. Je zde definováno, které piny procesoru musí přejít do stavu logické 1 nebo 0, aby bylo možné na displeji zobrazit daný znak.

*shift (int i)* zajišťuje, že je vždy aktivní pouze jedna ze tří možných pozic na třímístném displeji. Zobrazování různých znaků je tedy realizováno jako rychlé přepínání mezi jednotlivými pozicemi na displeji.

*Void interrupt Timer0\_ISR ()* je tzv. vektor přerušeni od časovače 0. Tato funkce je vyvolána vždy, když dojde k přetečení registru časovače, k čemuž dojde každých 20 ms

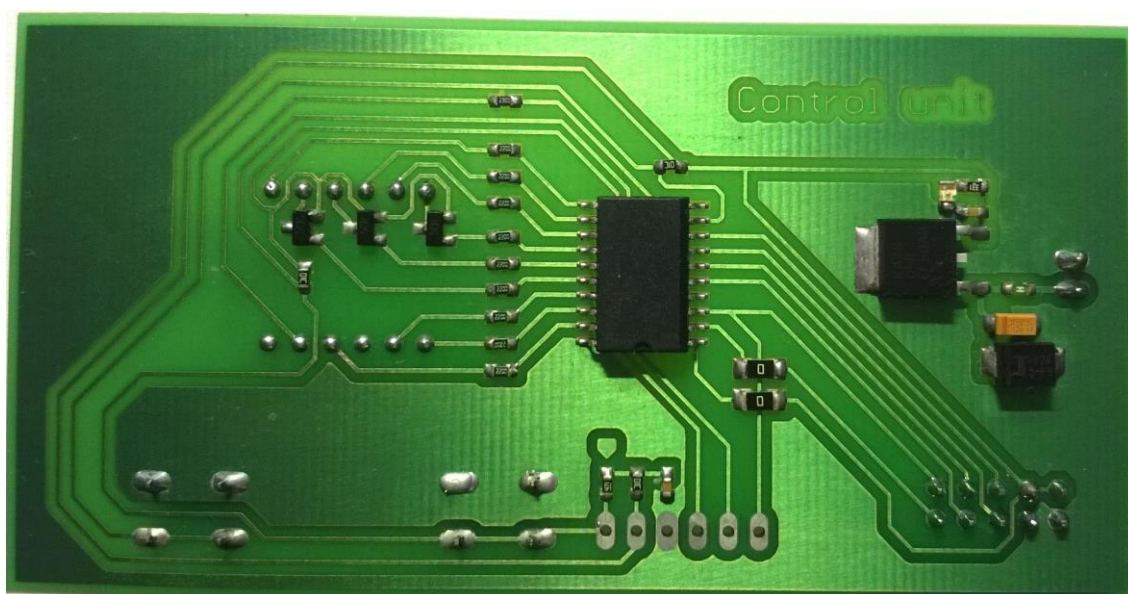
(řídící registr TMR0 = 236, frekvence krystalu 4 MHz, osmibitový bitový čítač 0). V přerušení je vyhodnoceno v jaké módu se program nachází:

- INIT\_MODE, dojde k zobrazení úvodní hlášky „HELLO“ na displeji
- SETUP\_MODE, v tomto módu je program, je-li přijat požadavek na přepnutí kanálu
- RUN\_MODE, běžný mód zajišťující zobrazování standardních znaků na displeji

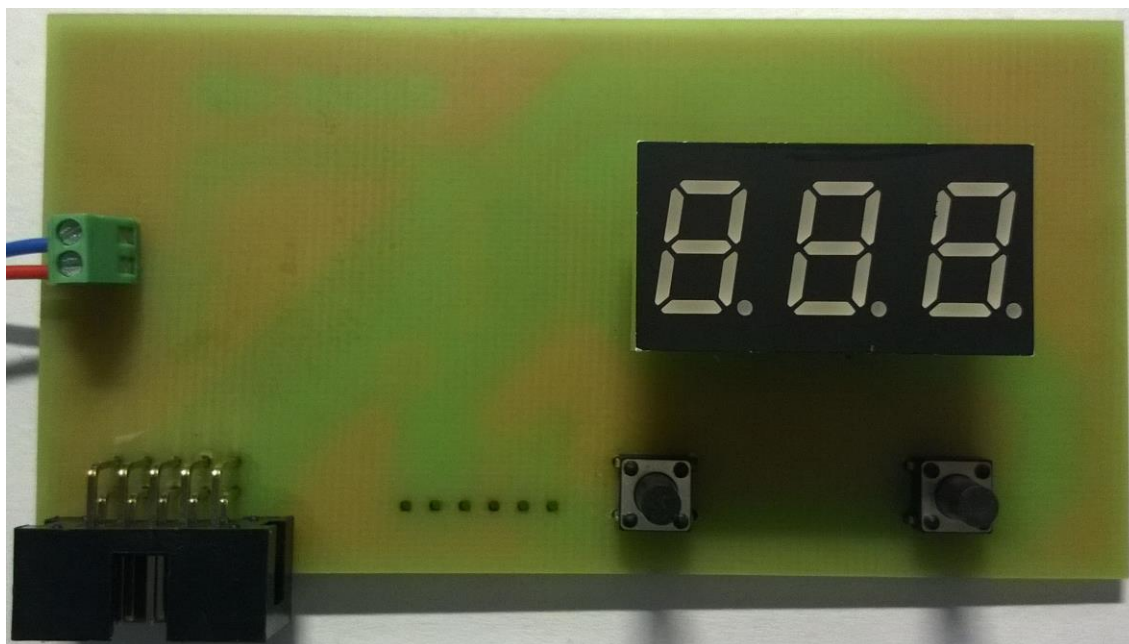


Obrázek 5.2 Využití paměti Mikrokontroléru

Vzhledem k tomu, že jsou realizovány dvě DPS, přičemž osazení filtry není na obou stejné (jednotlivé kanály jsou jinak propojeny), je nutné mít řídicí program pro jednotlivé desky odlišný. Změna je pouze v řízení výstupních logických úrovních potřebných pro řízení VF přepínače. Není tedy bohužel možné jedním programem řídit obě DPS současně.



Obrázek 5.3 Bottom strana DPS řídicího modulu



Obrázek 5.4 Top strana DPS řídicího modulu

## 5.2 Napájení obvodu

Všechny použité IO potřebují napájení zajišťující jejich správnou funkci. Obvody byly záměrně vybírány tak, aby jejich napájecí napětí bylo shodné, a to 5 V. Toto napájecí napětí bude získáno pomocí lineárního stabilizátoru označovaného 7805. Jedná se o lineární stabilizátor pevného napětí (jeho napětí tedy není třeba upravovat odporovým děličem), který je možné napájet maximálně 35 V. Maximální výstupní proud je 1 A. Tento proud je dostačující vzhledem k tomu, že řídicí modul neobsahuje žádné výkonové prvky.

Aby stabilizátor pracoval správně, je nutné na jeho vstup připojit filtrační tantalový kondenzátor o kapacitě 0,33  $\mu\text{F}$ . Stejně tak je na výstup třeba připojit tantalový kondenzátor s kapacitou 0,1  $\mu\text{F}$ . Současně je zapojení doplněno o ochranu proti přepólování, realizované pomocí polovodičové diody a tavné pojistky. PCB návrh řídicího modulu je k dispozici v příloze B.9.

## 6 VÝSLEDNÉ ZAŘÍZENÍ

Předchozí kapitoly se zabývaly výběrem vhodných komponentů a návrhem celého zařízení. Jednotlivé části byly realizovány a zbývá je vhodně spojit do jednoho kompletního celku.

Veškeré části jsou uloženy v plastové krabici (i když kvůli stínění by byl ideální krabíčka kovová, avšak jedná se pouze o prototyp), kde po stranách jsou umístěny SMA konektory sloužící k připojení vstupu a výstupu VF signálu. Horní část krabíčky umožňuje přepínání mezi jednotlivými kanály – slouží tedy k ovládání a k signalizaci zvoleného kanálu. Z boční strany je pak spínač sloužící k vypínání celého zařízení.

Uvnitř krytu je uložena DPS vícekanalového přepínatelného filtru. K zajištění rozvodu řídicích signálů po této DPS byla navržena jednoduchá DPS („up\_board“), která je umístěna nad a pomocí řadového konektoru propojená s přepínatelným filtrem. Zároveň slouží také jako podstava pro 9 V baterii, ze které je celé zařízení napájeno – není tedy nutné přivádět externí napájení. K horní části krytu je připevněn řídicí modul, který je pomocí kabelu propojen se spodní DPS.



Obrázek 6.1 Výsledné zařízení



## 7 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

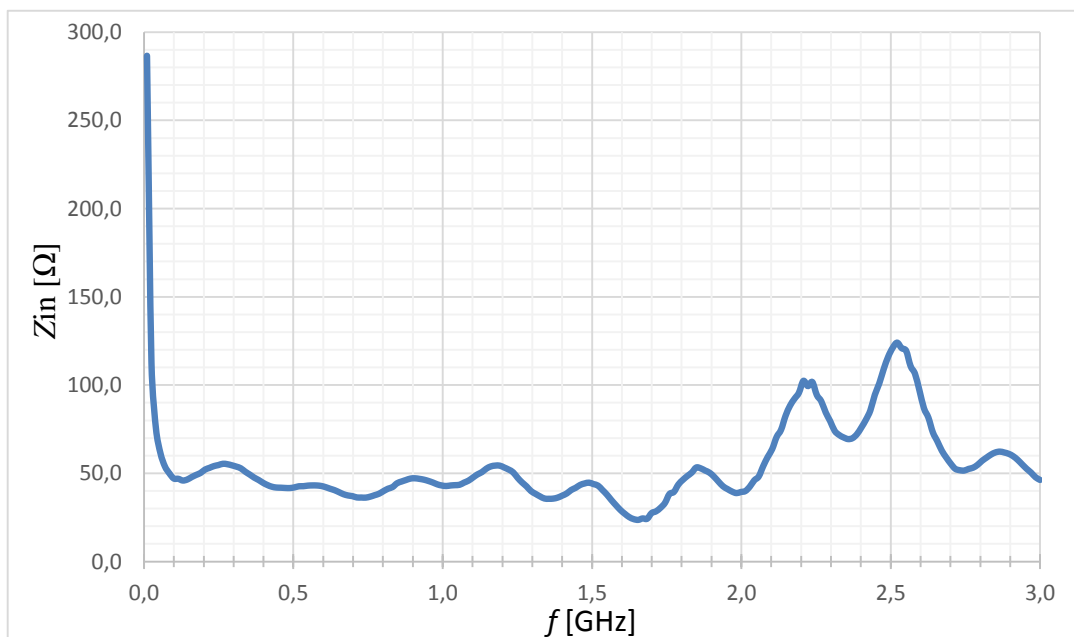
Pro určení parametrů vícekanálového přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV byly především měřeny S parametry, které umožňují snadnou interpretaci:

- S11: vstupní koeficient odrazu při výstupu zakončeném přizpůsobenou zátěží
- S12: zpětný přenosový koeficient při vstupu zakončeném přizpůsobenou zátěží
- S21: přenosový koeficient při výstupu zakončeném přizpůsobenou zátěží
- S22: výstupní koeficient odrazu při vstupu zakončeném přizpůsobenou zátěží

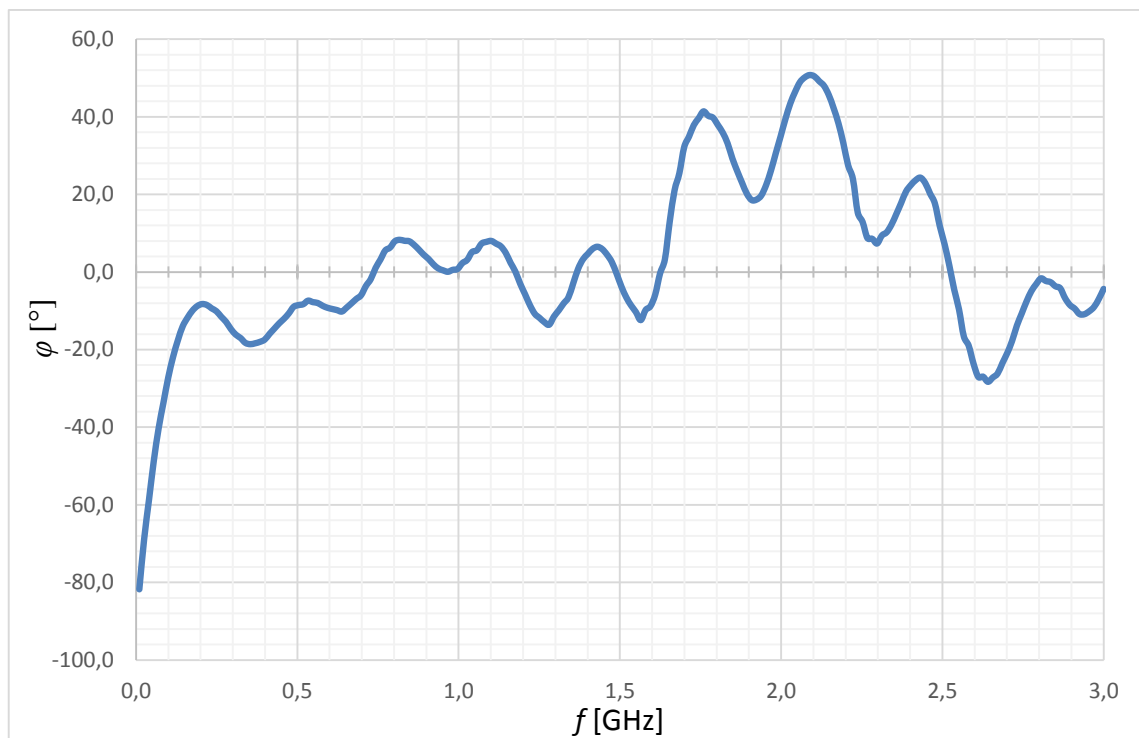
Měření bylo uskutečněno pro obě DPS realizující vícekanálový přepínatelný filtr (viz kapitola 4.4.3), přičemž jednotlivé S parametry byly měřeny ve všech možných pracovních stavech – při vypnutém „OFF“ stavu, kdy přepínatelný filtr nepropouští signál ze vstupu na výstup a při sepnutí jednotlivých kanálů. Dále byla změřena vstupní impedance při zakončení výstupu přizpůsobenou zátěží (pro měření byl využit nefiltrovaný kanál). Měření bylo uskutečněno až do krajní meze pásma UKV, tedy do  $f = 3$  GHz. Výkon vstupního signálu odpovídá 0 dBm, tedy hodnotě 1 mW. K měření byl použit vektorový obvodový analyzátor ZVL6 od firmy Rohde & Schwarz.

Na základě teoretických předpokladů byl u S21 parametru očekáván průběh typický pro přenosovou funkci filtru typu HP (pro filtrované kanály), přičemž lomové frekvence by měly odpovídat zvoleným filtrům. Na rozdíl od S11, kdy cílem je, aby hodnota byla co možná nejmenší (za přijatelné lze považovat hodnotu  $S_{11} = -12$  dB), u S21 je snahou dosáhnout hodnoty 0 dB, při které má obvod nulový útlum a veškerá energie tak prochází ze vstupu na výstup.

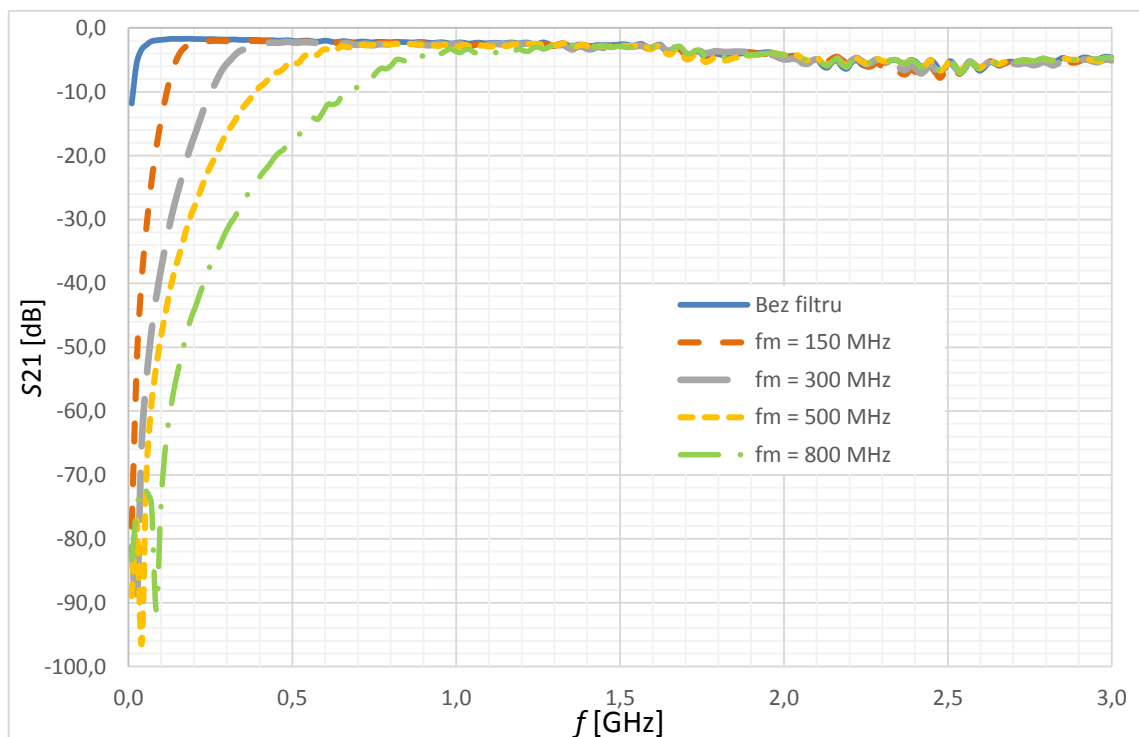
### 7.1 Deska plošných spojů s jednotnou délkou filtračních kanálů



Obrázek 7.1 Modul vstupní impedance v závislosti na frekvenci (pro nefiltrovaný kanál)



Obrázek 7.2 Fáze vstupní impedance v závislosti na frekvenci (pro nefiltrovaný kanál)



Obrázek 7.3 Srovnání S21 parametru pro všechny filtrační kanály

Vzhledem k tomu, že CB-CPW vedení bylo navrženo na impedanci  $50\ \Omega$ , není graf závislosti vstupní impedance a fáze na frekvenci překvapující. Je patrné, že modul  $Z_{in}$  se

pohybuje v okolí  $50\ \Omega$  až do okolí 1,5 GHz. Poté nastává výrazná odchylka, která může být mimo jiné způsobena vlastnostmi VF přepínačů, protože právě od frekvence 2 GHz dochází k nárůstu koeficientu odrazu samotného VF přepínače (viz [16]). Prudký pokles na frekvencích do 50 MHz, kdy impedance klesá z hodnot  $250\ \Omega$  až do požadovaných  $50\ \Omega$ , je způsoben vstupní oddělovací kapacitou 100 pF sloužící k oddělení DC složky signálu. O faktu, že impedance vedení je víceméně reálného charakteru, pak vypovídá průběh fáze, která se do dříve zmíněných 1,5 GHz pohybuje v okolí  $0^\circ$ .

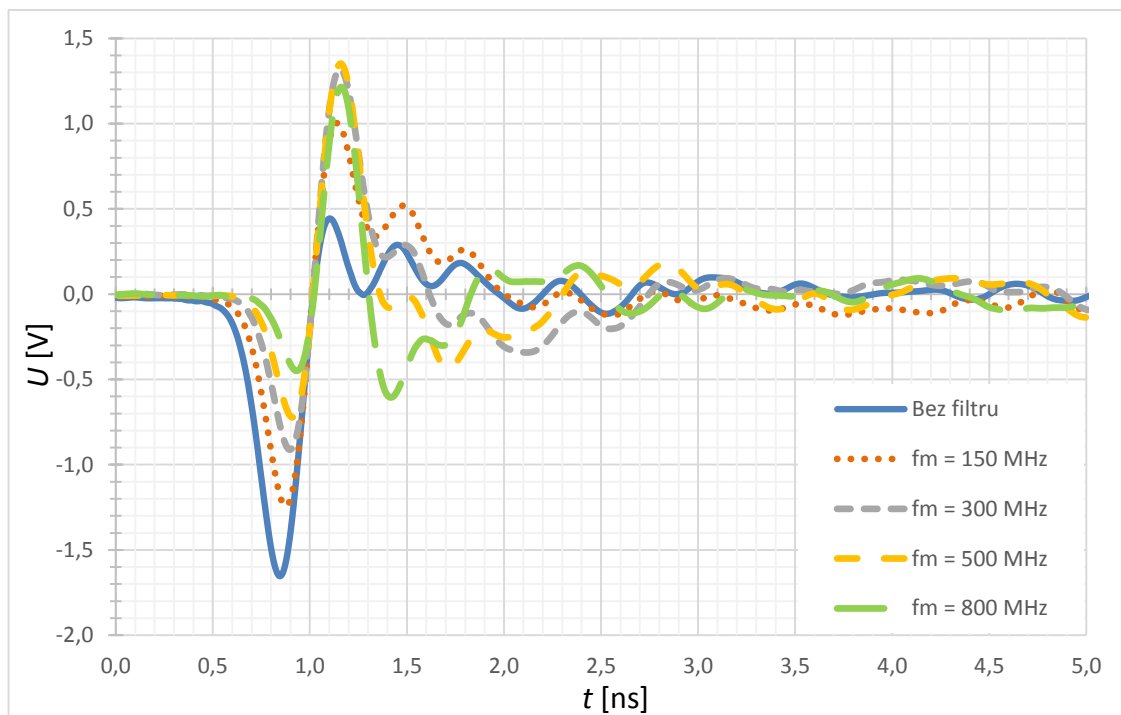
„OFF“ stav přepínače slouží k zabránění propouštění signálu ze vstupu na výstup, přičemž vstupní signál je reflektován zpět. Tomu jasně odpovídá S11 parametr, který je téměř 0dB. Na výstupu VF přepínače tedy není signál a proto je přenos celého zařízení ze vstupu na výstup (S21) -80 dB. Od frekvence 2 GHz dochází k nepatrnému nárůstu přenosu právě vlivem vlastností VF přepínačů.

Při přepínání mezi jednotlivými filtračními kanály jsou zřetelné mezní frekvence využitých filtrů. Typický průběh pro filtr typu HP je vidět na všech kanálech, osazených filtry – vysoký útlum v nepropustném a nízký útlum v propustném pásmu. Vstupní signál prochází přes dvojici přepínačů a krom přímého propojení i přes diskretní filtr. Typický vložný útlum jednoho přepínače je 0,9 dB (viz [16]) a pro diskretní filtr je tomu pak 0,3dB (viz [18]). Jednoduchým součtem tedy lze odvodit, že vstupní signál vždy bude utlumen minimálně o 2,1 dB. Při bližším zkoumání naměřených dat je možné si povšimnout, že signál v propustném pásmu má útlum 2 – 3 dB. Samotné CB–CPW vedení má tedy jen nepatrný vliv na výkonovou úroveň signálu. S11 parametr se pak v propustném pásmu pohybuje vždy až do frekvence 1,5 GHz v okolí hodnoty -15 dB. Od frekvence 1,5 GHz pak dochází vlivem VF přepínačů k nárůstu S11 parametru k hodnotám v okolí -7 dB. V nepropustném pásmu je S11 blízko právě 0 dB a klesá při přechodu do propustného pásma. Přenos (S21) tak zákonitě roste z hodnot -80 dB až po dříve zmiňované 2 – 3 dB. Nefiltrovaný, vše propustný, kanál nemá pochopitelně cílenou mezní frekvenci, avšak na frekvenci cca 30 MHz dochází k poklesu přenosu signálu. To je dáno již dříve zmíněným blokovacím kondenzátorem o kapacitě 100 pF na vstupu. Ta společně s  $50\ \Omega$  vedením tvoří RC článek typu horní propust, jehož mezní frekvence odpovídá cca 32 MHz.

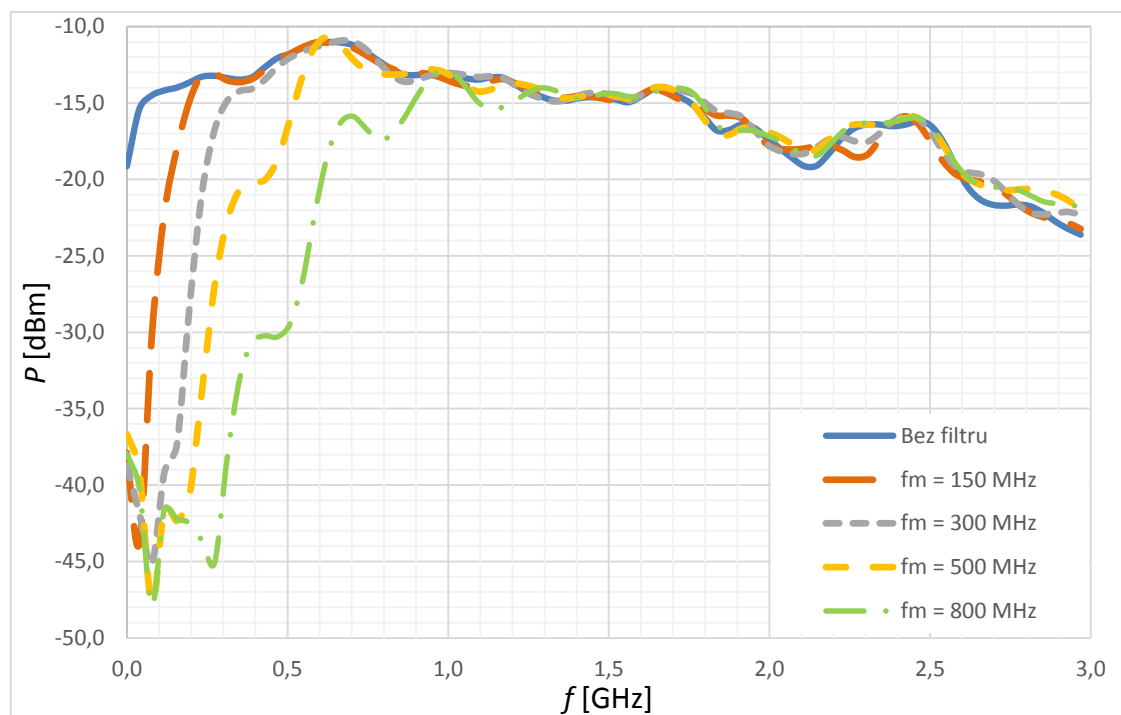
Protože u DPS byl kladen důraz na stejnou délku jednotlivých kanálů, jsou pro vyšší frekvence, kdy již nedochází k filtrování vstupního signálu a s tím spojeným fázovým změnám, fáze signálu na jednotlivých kanálech navzájem poměrně blízké. V porovnání s druhou realizovanou DPS, u které byla snaha o co nejkratší vedení, a tedy jednotlivé kanály nejsou stejně dlouhé, je patrný větší vzájemný fázový rozdíl. DPS využívající meandrové vedení tedy rámcově umožňuje využít různé kanály při zachování stejné doby průchodu signálu. Nepatrné rozdíly fází by pak bylo možné vykompenzovat fyzickým prodloužením či zkrácením jednotlivých kanálů tak, aby vždy byly fáze totožné.

Vzhledem k relativně dobrým vlastnostem této DPS bylo uskutečněno ještě jedno měření, tentokrát v časové oblasti pomocí osciloskopu Agilent Technologies DSO9254A. Na vstup vícekanálového přepínatelného filtru byl přiveden testovací signál, na kterém byl sledován vliv filtrace na jeho časový průběh. Stejně tak bylo počítáno spektrum testovacího signálu pomocí vestavěného modulu výpočtu rychlé fourierovy transformace (FFT). Signál měl charakter negativního impulsu se sestupnou hranou s dobou trvání  $t_f = 98\text{ ps}$ . Tomu odpovídá složení spektra se složkami dosahujícími až 3,5 GHz.





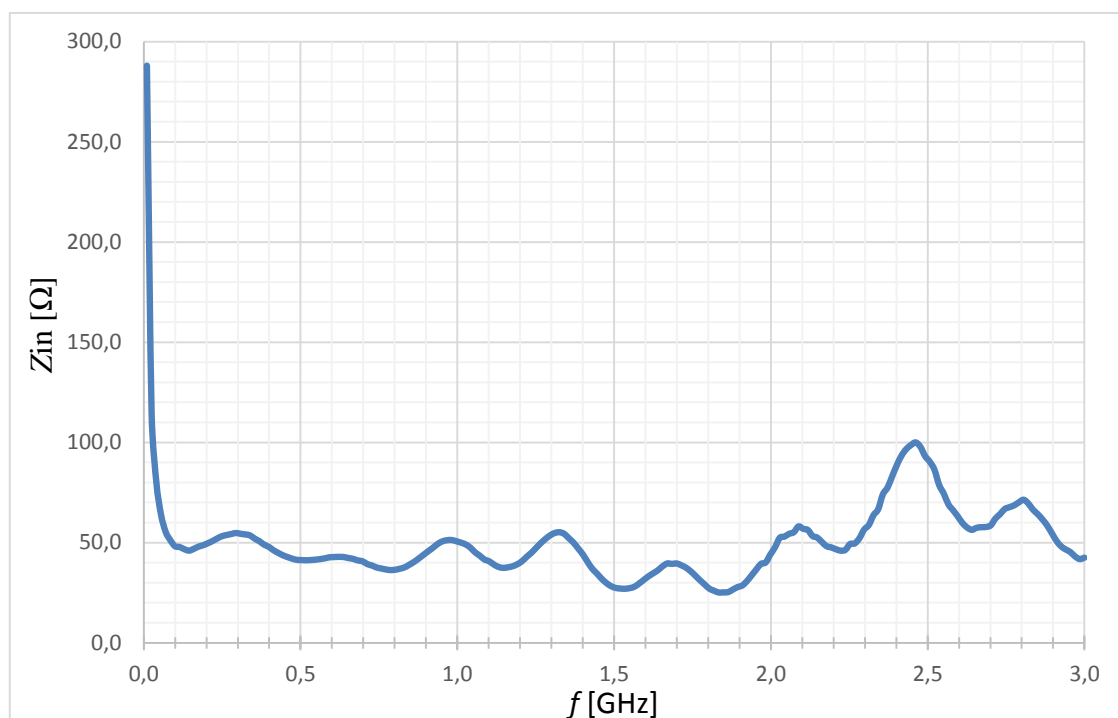
Obrázek 7.4 Vliv filtrace na časový průběh testovacího signálu



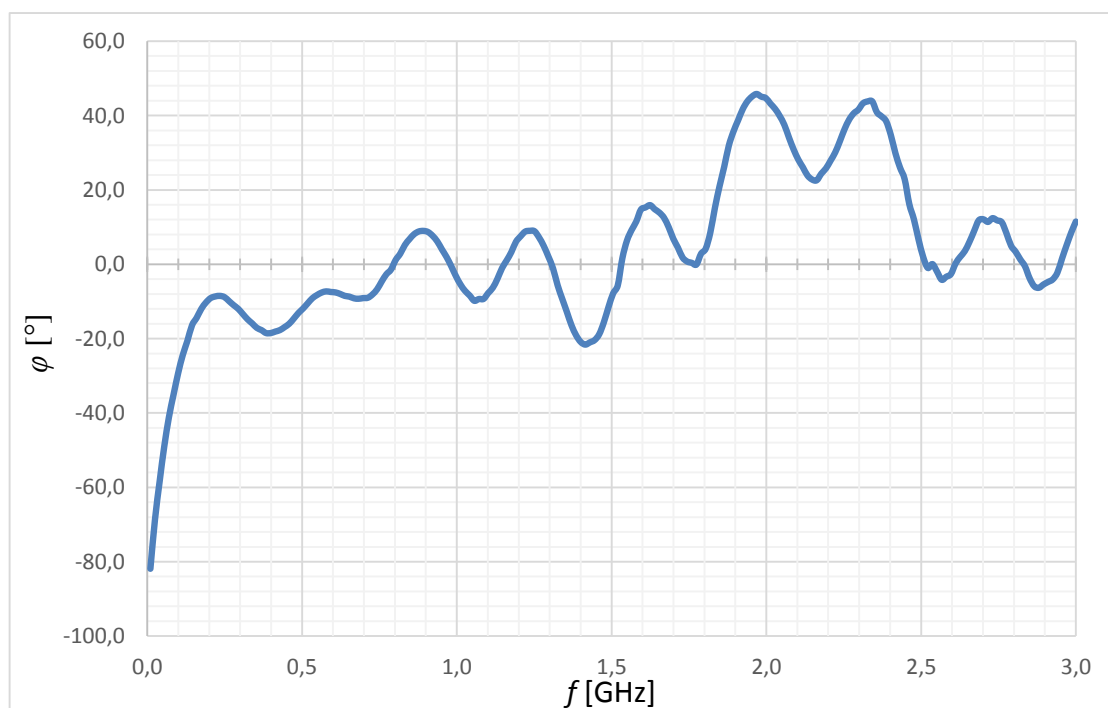
Obrázek 7.5 Vliv filtrace na spektrum testovacího signálu

Jak je ze spektra testovacího signálu vidět, dochází k očekávanému odfiltrování nižších spektrálních složek, což se projevuje na tvaru samotného testovacího signálu. Stejně tak můžeme vidět pokles spektrálních složek nad frekvencí 1,5 GHz z důvodu horšího přenosu na těchto frekvencích.

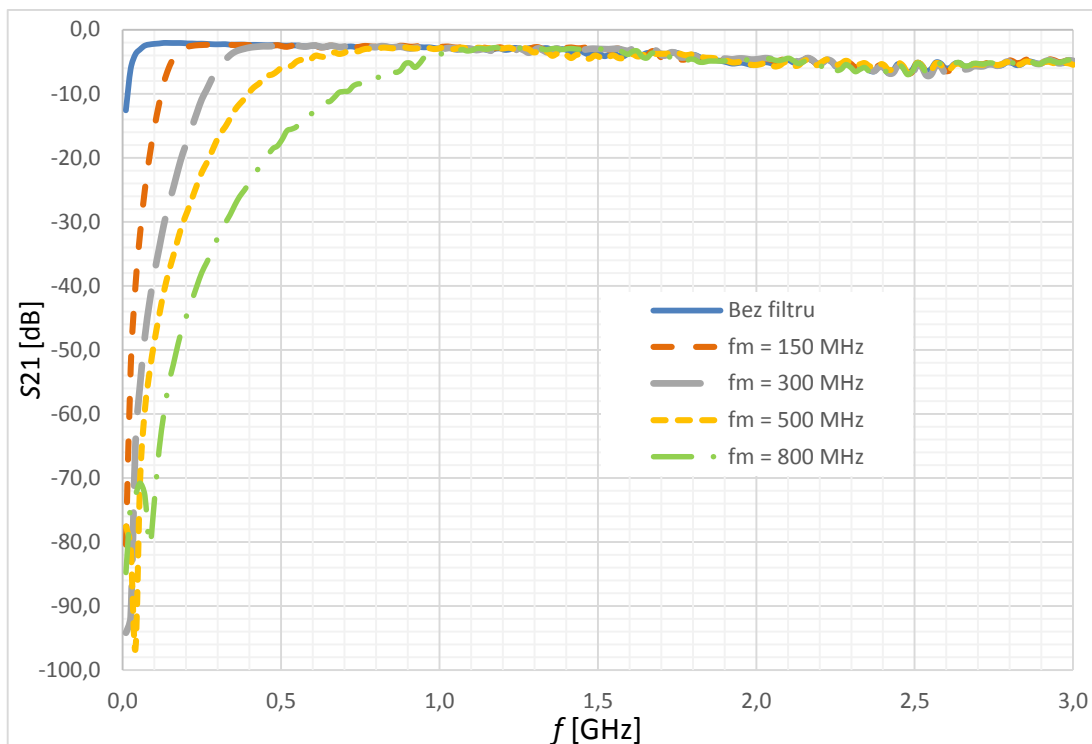
## 7.2 Deska plošných spojů s rozdílnou délkou filtračních kanálů



Obrázek 7.6 Modul vstupní impedance v závislosti na frekvenci (pro nefiltrovaný kanál)



Obrázek 7.7 Fáze vstupní impedance v závislosti na frekvenci (pro nefiltrovaný kanál)



Obrázek 7.8 Srovnání S21 parametru pro všechny filtrační kanály

Protože pro obě DPS bylo využito stejného návrhu CB–CPW vedení, průběhy vstupní impedance jsou podobné jako u desky s jednotnou délkou filtračních kanálů. Jelikož jsou obě desky zkonstruovány ze stejných součástek a pracují na stejném principu, jsou S parametry na jednotlivých kanálech podobné. Dochází k filtracím na stejných frekvencích, přenosy v propustném i nepropustném pásmu jsou téměř shodné, a tak se zdá, že ve výsledku je jedno, která DPS bude v systému detekce částečných výbojů využita. Ovšem při porovnání průběhů fáze na jednotlivých kanálech obou DPS je vidět zřetelný rozdíl. Zatímco u DPS s jednotnou délkou filtračních kanálů byly na vyšších frekvencích fáze pro všechny kanály navzájem velmi blízké, u DPS s rozdílnou délkou filtračních kanálů tomu tak není. Vzhledem k odlišné délce kanálů tak dochází i k různě velké době šíření signálu jednotlivými kanály.

Protože není známo, zda bude použito vždy právě jednoho kanálu (tedy že pro vícero anténních hlavic v systému detekce částečných výbojů bude použit vždy stejný filtr), je pro systém pracující právě na vyhodnocení rozdílu času při příjmu signálu tato DPS nevhodná. Na základě tohoto poznatku je vícekanálový filtr signálu realizován pomocí DPS s jednotnou délkou filtračního kanálu, protože umožňuje nezávislé využití filtračních kanálů. Za zmínku také stojí fakt, že navržený přepínatelný filtr signálu je reciproký, díky čemuž je jedno, který ze dvou SMA konektorů je vstupní, a který výstupní.

Naměřená data byla zaznamenána, zpracována a jsou tak k dispozici v příloze bakalářské práce.

## 8 ZÁVĚR

Bakalářská práce byla z počátku zaměřena na teorii potřebnou k realizaci vícekanálového přepínatelného signálu v pásmu UKV. Kromě základních vlastností zde byly uvedeny také základní vlastnosti a principu realizace různých filtrů a VF přepínačů pracujících v pásmu UKV. Na základě získaných poznatků byly zvoleny vhodné filtry a VF přepínače umožňující následující realizaci přepínatelného filtru signálu. Vzhledem k faktu, že zařízení má zpracovávat VF signál, byly diskutovány a navrženy dva typy VF vedení umožňující bezproblémový přenos signálu mezi jednotlivými částmi DPS, přičemž pro návrh tohoto vedení bylo využito prostředí Matlab.

Výsledné zařízení je složeno ze tří DPS – jedna slouží jako řídicí modul, druhá plní funkci přepínatelného filtru signálu a třetí umožňuje rozvod řídicích signálů do řídicích vstupů VF přepínačů.

Vzhledem k tomu, že systém anténních hlavic pro detekci částečných výbojů ve výkonových transformátorech pracuje na porovnávání časových rozdílů příchozích signálů, byly realizovány dvě prototypové DPS, kdy u jedné byl kladen důraz na jednotnou délku filtračních kanálů. U druhé byl naopak kladen důraz na co možná nejkratší délku jednotlivých kanálů. K vyhodnocení a porovnání parametrů jednotlivých DPS byly změřeny S parametry a byly měřeny pro všechny možné pracovní stavy. Na základě měření byl vyvozen závěr, že DPS kladoucí důraz na jednotnou délku filtračních kanálů je pro celkový systém vhodnější, protože díky jednotné délce filtračních kanálů umožňuje nezávislé využívání filtračních kanálů. V zájmovém frekvenčním pásmu bylo dosaženo vložného útlumu, který koresponduje s dílčími vložnými útlumy jednotlivých komponentů. Samotné planární vedení vykazovalo velmi nízký útlum, což svědčí o dobře zvoleném přístupu k návrhu a jeho realizaci. Zmíněný vložný útlum setrval na dané hodnotě až do frekvence 1,5 GHz, od které nastává útlum signálu vlivem technických parametrů VF přepínačů. Kromě S parametrů byla měřena vstupní impedance na obou DPS. Vzhledem k jednotnému návrhu CB–CPW vedení je tak průběh vstupní impedance téměř shodný. Do výše zmiňované frekvence 1,5 GHz se impedance vedení pohybuje v okolí 50  $\Omega$  a vedení je tak vhodně přizpůsobeno celému návrhu.

Protože byla DPS s jednotnými délkami filtračních kanálů vyhodnocena jako systému vhodná, bylo na ní pomocí testovacího měření provedeno měření v časové oblasti. Testovací signál byl přiveden na vstup a byl sledován vliv filtrace na jeho časový průběh. Zároveň bylo pomocí vestavěného modulu výpočtu FFT osciloskopu spočteno spektrum. Ze spektra je patrné, že přepínatelný filtr signálu filtruje nižší frekvenční složky testovacího signálu, což se projevuje i v časové oblasti změnou jeho tvaru. Výsledky měření je pak možné vidět v kapitole 7, případně v příloze bakalářské práce.

Navržený vícekanálový přepínatelný filtr signálu tedy splňuje požadované vlastnosti a splňuje předpoklady návrhu, díky čemuž je možné jej zařadit do systému senzorů pro detekci částečných výbojů ve výkonových transformátorech.

# LITERATURA

- [1] VÁGNER, Petr. *Vysokofrekvenční technika*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2013. 153s.
- [2] HONG, Jia-Sheng. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. 2nd ed. Hoboken, N.J.: Wiley, 2011, xvi, 635 p. Wiley series in microwave and optical engineering. ISBN: 978-0-470-40877-3
- [3] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2002. 208s.
- [4] Portál Elektro-revue [online]. Ústav radioelektroniky FEKT VUT v Brně, Purkyňova 118, 2002 [cit. 2015-12-02]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02058/index.html#kap3>
- [5] Portál Wikipedia.cz [online]. 2009 [cit. 2015-12-02]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Distributed\\_element\\_filter#/media/File:Stripline\\_filter\\_low-pass\\_form\\_1.svg](https://en.wikipedia.org/wiki/Distributed_element_filter#/media/File:Stripline_filter_low-pass_form_1.svg)
- [6] RF Electronics [online]. 2009 [cit. 2015-12-02]. Dostupné z: [http://www.die.uniroma1.it/personale/pisa/circuiti\\_microonde/varie/LIBRI/Kikkert\\_RF\\_Electronics\\_Course/10-RF\\_Electronics\\_Kikkert\\_Ch7\\_RFFiltersPart2.pdf](http://www.die.uniroma1.it/personale/pisa/circuiti_microonde/varie/LIBRI/Kikkert_RF_Electronics_Course/10-RF_Electronics_Kikkert_Ch7_RFFiltersPart2.pdf)
- [7] VRBA, Kamil. *Konstrukce elektronických zařízení*. Vyd. 1. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2013. 251s.
- [8] CARR, Joseph J. *Secrets of RF circuit design. 3rd ed.* New York: McGraw-Hill, 2001, xii, 534 p. ISBN 0071370676.
- [9] Agilent [online]. 2010 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-7618EN.pdf>
- [10] Kungliga tekniska högskolan. *Kth.se* [online]. 2014 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: <https://www.kth.se/en/ees/omskolan/organisation/avdelningar/mst/research/rf-mems/switches-1.62105>
- [11] Agilent [online]. 2010 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: <https://www.kth.se/en/ees/omskolan/organisation/avdelningar/mst/research/rf-mems/switches-1.62105>
- [12] Researchgate [online]. 2015 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: [http://www.researchgate.net/publication/232627161\\_RF\\_SOI\\_switch\\_FET\\_design\\_and\\_modeling\\_tradeoffs\\_for\\_GSM\\_applications](http://www.researchgate.net/publication/232627161_RF_SOI_switch_FET_design_and_modeling_tradeoffs_for_GSM_applications)
- [13] DOSTÁL, Tomáš a Vladimír AXMAN. *Elektronické filtry*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 146s.
- [14] Radiomuseum [online]. 2015 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: [http://www.radiomuseum.org/forum/oberflaechenwellen\\_filter\\_saw.html](http://www.radiomuseum.org/forum/oberflaechenwellen_filter_saw.html)
- [15] *SAW Filters Rescue Wireless Products from Impractical Discrete Implementations* [online]. 2015 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: <http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2015/apr/saw-filters-rescue-wireless-products-from-impractical-discrete-implementations>

- [16] Analog Devices: *HMC252QS24E datasheet* [online]. [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1868318.pdf>
- [17] Mini-circuits: *RHP-250+ datasheet* [online]. [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://194.75.38.69/pdfs/RHP-250+.pdf>
- [18] Coilcraft [online]. 2013 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: <http://www.coilcraft.com/misc/smlcahi.html>
- [19] Microchip: *PIC16F690 datasheet* [online]. [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41262A.pdf>
- [20] DREXLER, Petr, M. CAP, P. FIALA, M. STEINBAUER, M. KASKA a L.Kocis. *Advanced methods of UHF EM diagnostic of discharge activity in high voltage transformers dielectric*. In Proceedings of Progress in Electromagnetics Symposium PIERS 2015 Prague. Cambridge (USA): The Electromagnetics Academy, 2015. pp. 2448-2452. ISSN: 1559- 9450.
- [21] RFglobalnet [online]. 2012 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: <http://www.rfglobalnet.com/doc/rf-switch-matrix-basics-configuring-and-verifying-with-simulation-tools-0001>
- [22] Mini-circuits: *JSW6-33DR+ datasheet* [online]. [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://194.75.38.69/pdfs/JSW6-33DR+.pdf>
- [23] SIMONS, Rainee. *Coplanar waveguide circuits, components, and systems*. New York: John Wiley, 2001. ISBN 0471161217.

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

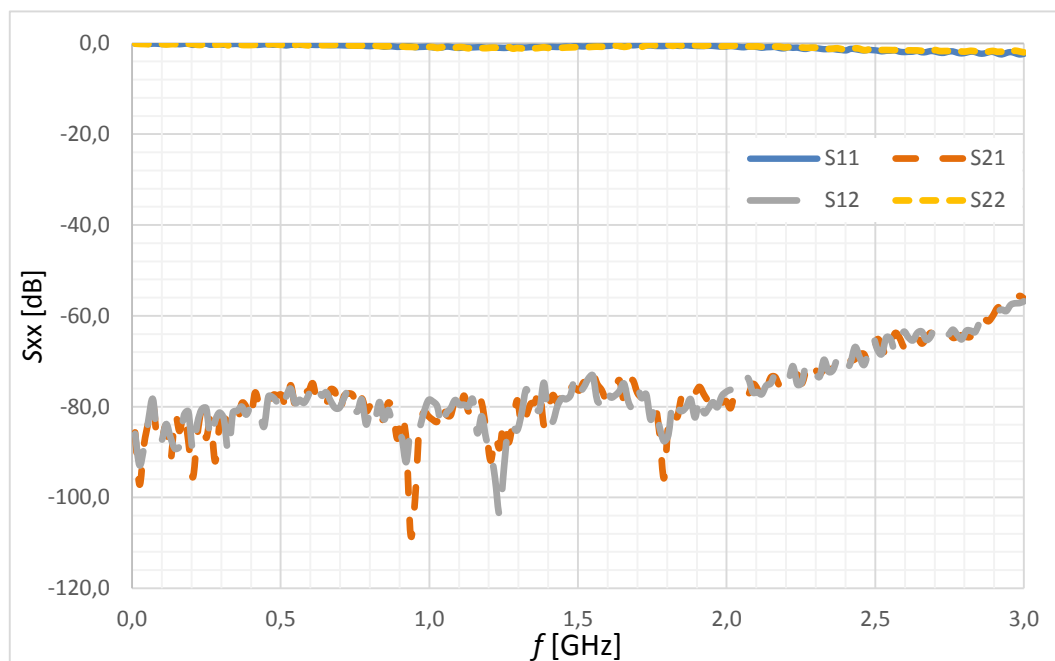
$f$	Frekvence	[Hz]
$f_m$	Mezní frekvence	[Hz]
$K_U$	Napětový přenos	[-]
$c$	Rychlost šíření světla ve vakuu	[ms <sup>-1</sup> ]
$\lambda$	Vlnová délka	[m]
$R$	Odpor	[Ω]
$L$	Indukčnost	[H]
$C$	Kapacita	[F]
$X_C$	Reaktance kondenzátoru	[Ω]
$X_L$	Reaktance cívky	[Ω]
$SRF$	Vlastní rezonační frekvence	[Hz]
$\epsilon_r$	Relativní permitivita materiálu	[-]
$Q_0$	Vlastní činitel jakosti	[-]
$Q$	Činitel jakosti	[-]
$\delta$	Hloubka vniku	[m]
$\omega$	Úhlový kmitočet	[Hz]
$\mu$	Permeabilita	[Hm <sup>-1</sup> ]
$\sigma$	Měrná elektrická vodivost	[Sm <sup>-1</sup> ]
$tg \delta$	Ztrátový činitel dielektrika	[-]
$\rho$	Činitel odrazu	[-]
$P_{1dB}$	Bod jednadicibellové komprese	[dBm]
HP	Horní propust	
DP	Dolní propust	
PP	Pásmová propust	
PZ	Pásmová zádrž	
AFCH	Amplitudová frekvenční charakteristika	
FFCH	Fázová frekvenční charakteristika	
VF	Vysokofrekvenční	
UKV	Ultra krátké vlny	
EM	Elektromagnetický	

MIO	Monolitický integrovaný obvod
OZ	Operační zesilovač
MF	Mikropáskový filtr
TEM	Tranverzálně (příčně) elektromagnetický
MCF	Monolitický krystalový filtr
DCF	Diskrétní krystalový filtr
IO	Integrovaný obvod
SAW	Povrchově akustická vlna
RF	Radiofrekvenční
PSV	Poměr stojatých vln
FET	Polem řízený tranzistor
MEMS	Mikro elektromechanické spínače
DPS	Deska plošných spojů
MMIC	Monolitický mikrovlnný integrovaný obvod

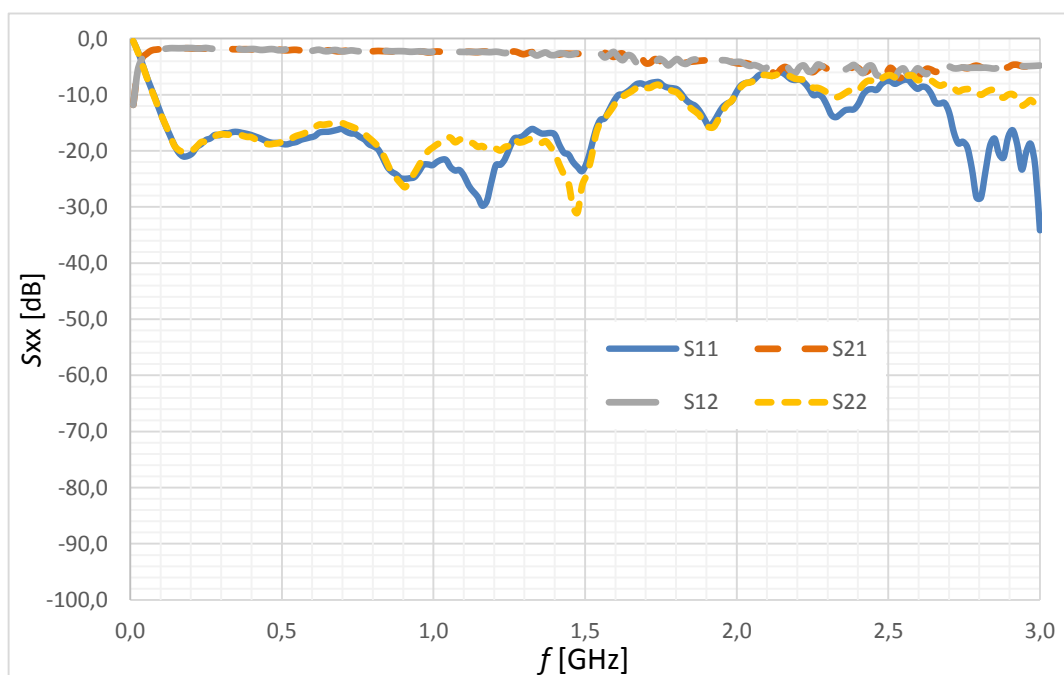


## A GRAFY NAMĚŘENÝCH HODNOT

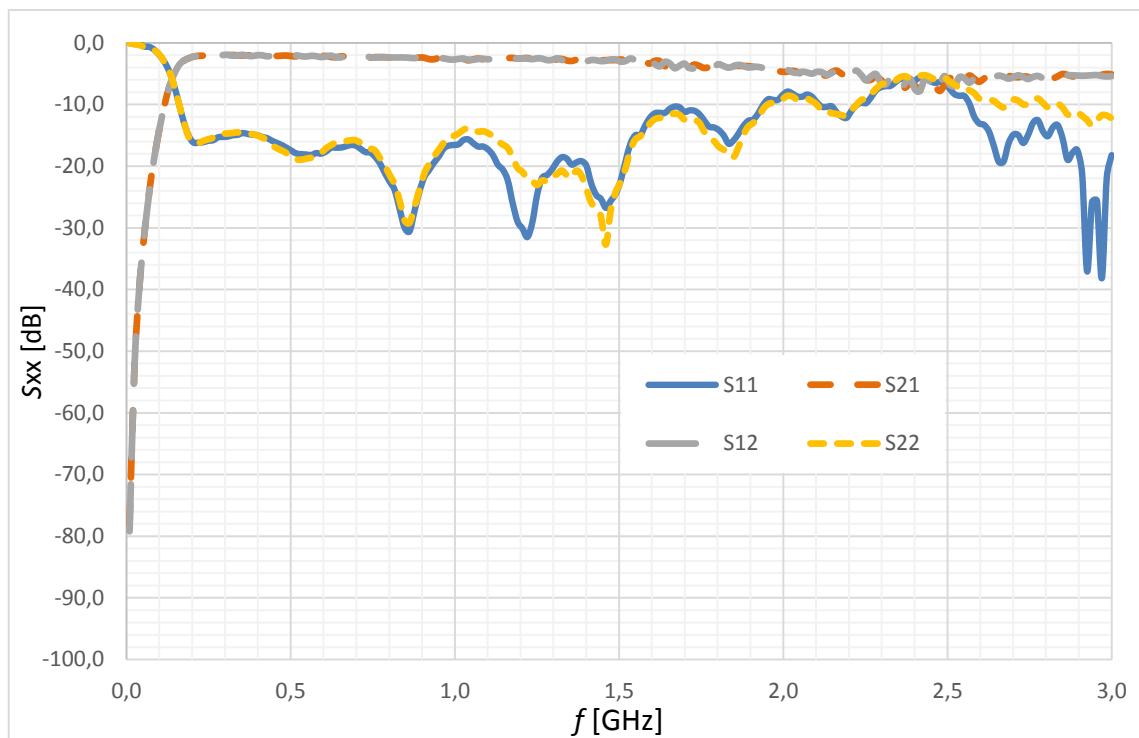
### A.1 Deska plošných spojů s jednotnou délkou filtračních kanálů



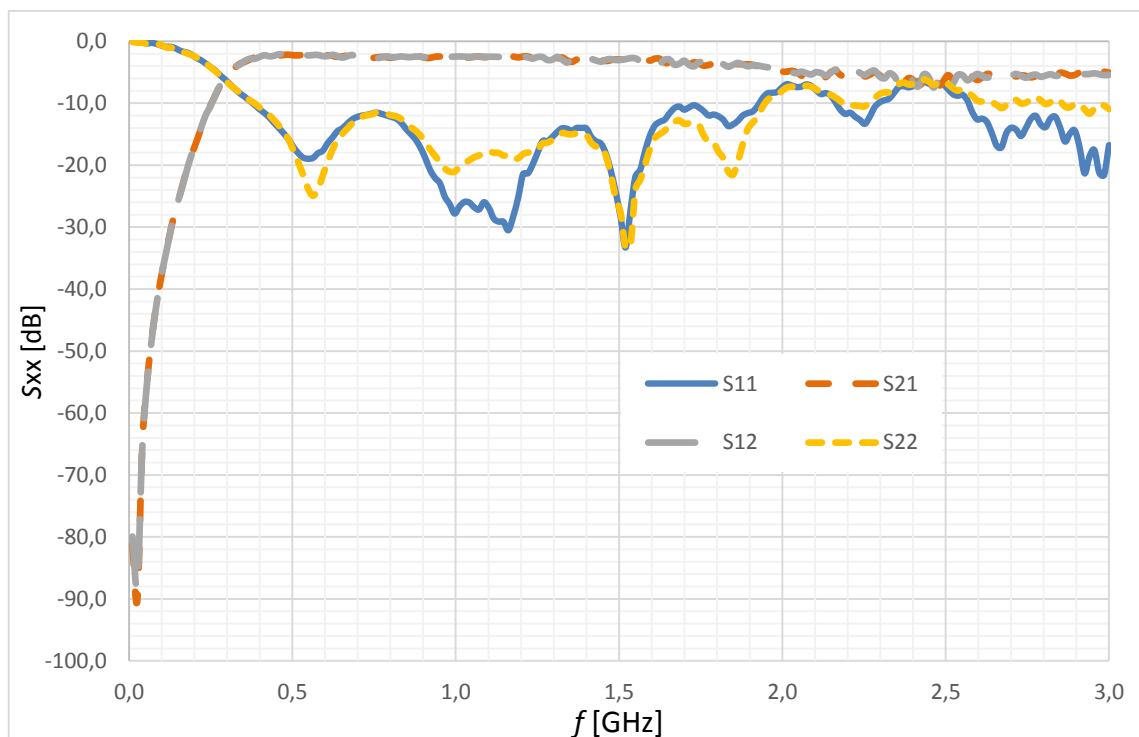
Obrázek A.1 S parametry při stavu „OFF“



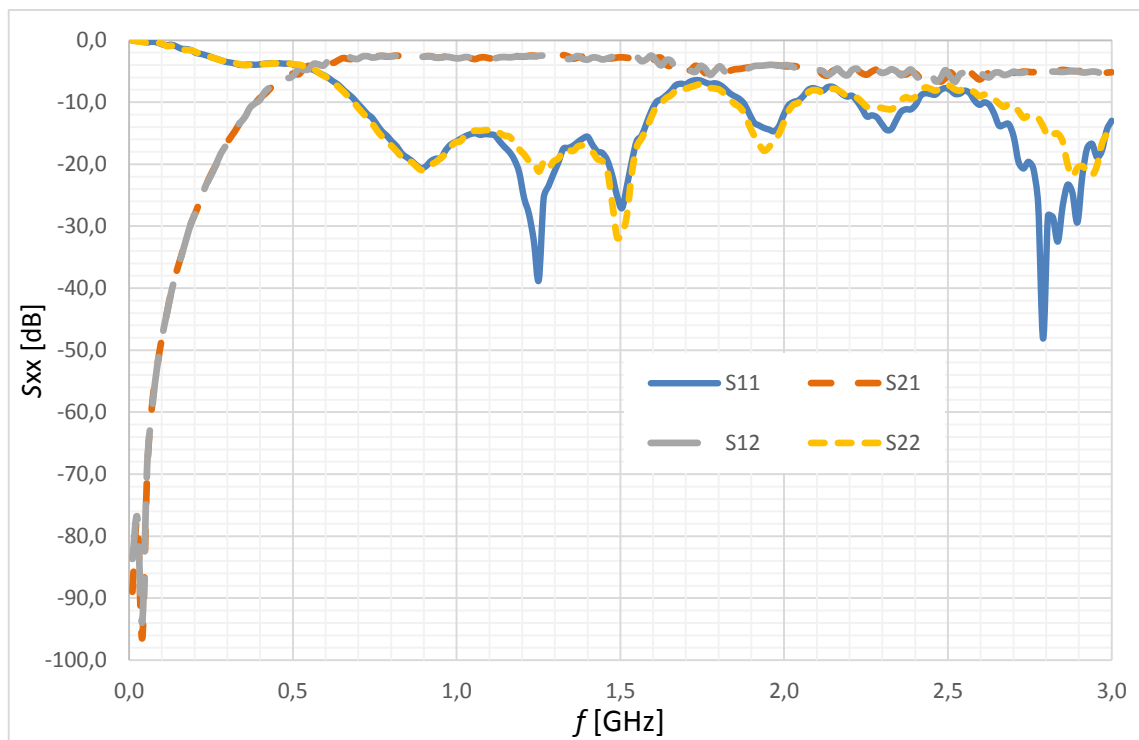
Obrázek A.2 S parametry bez filtrace signálu



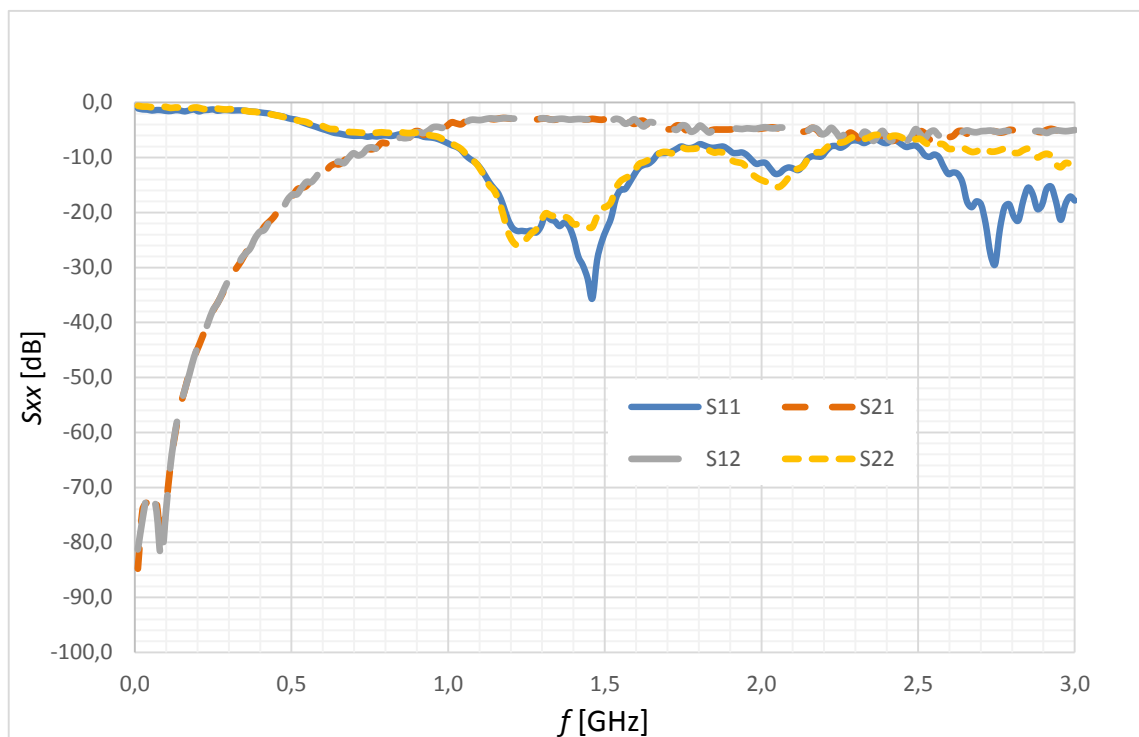
Obrázek A.3 S parametry pro mezní frekvenci 150 MHz



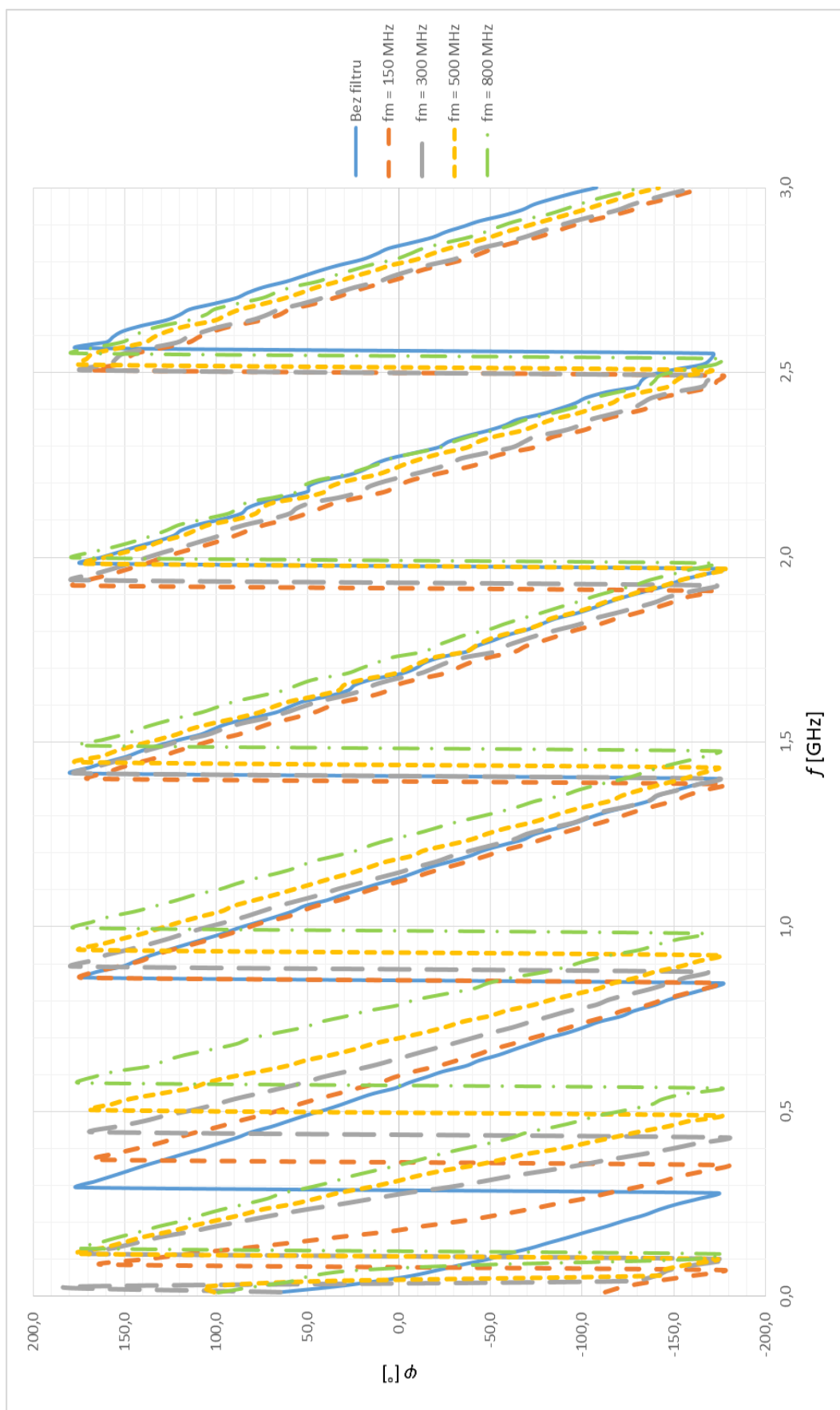
Obrázek A.4 S parametry pro mezní frekvenci 300 MHz



Obrázek A.5 S parametry pro mezní frekvenci 500 MHz

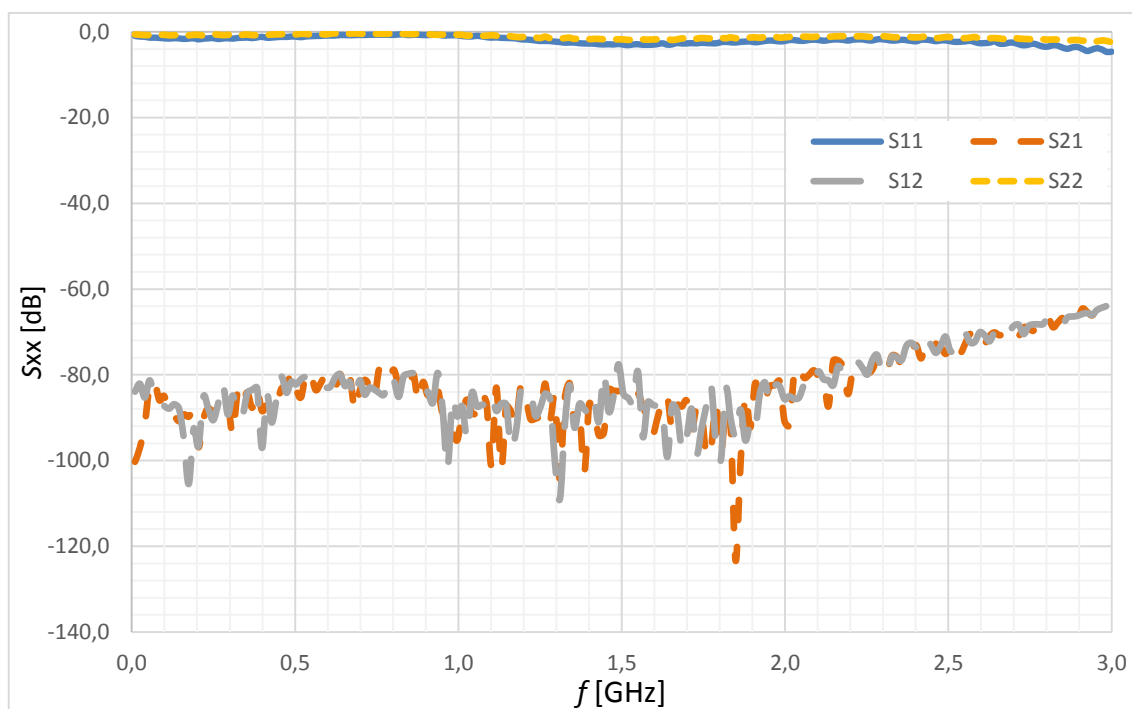


Obrázek A.6 S parametry pro mezní frekvenci 800 MHz

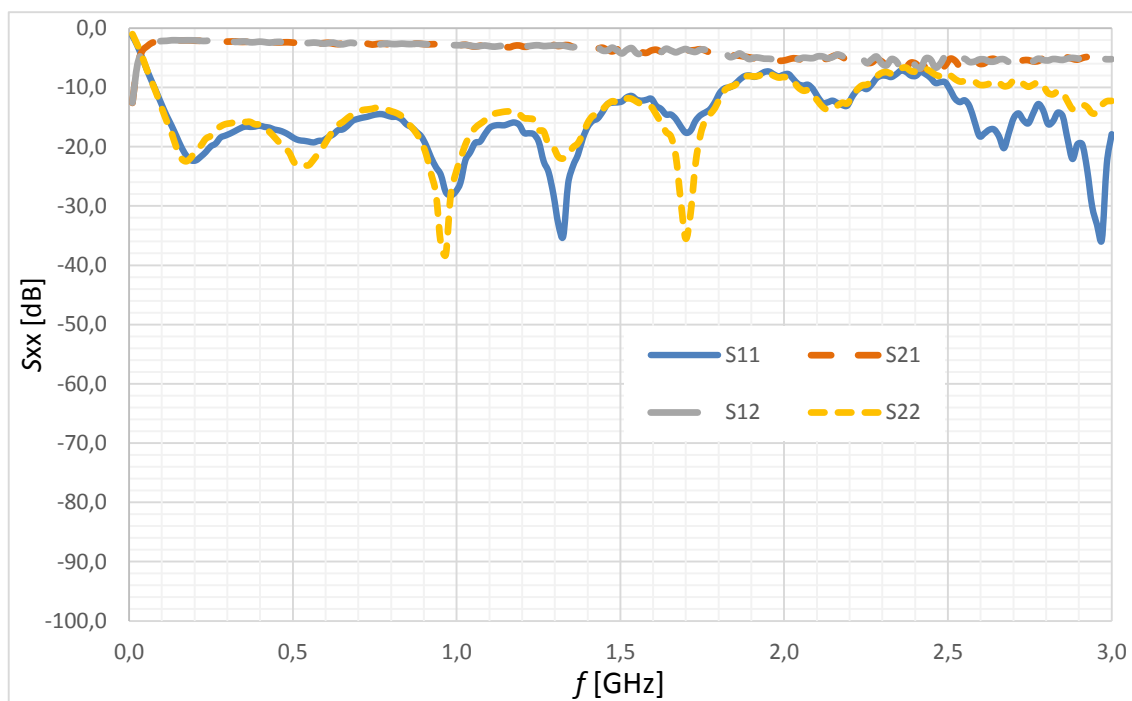


Obrázek A.7 Změna fáze na jednotlivých kanálech

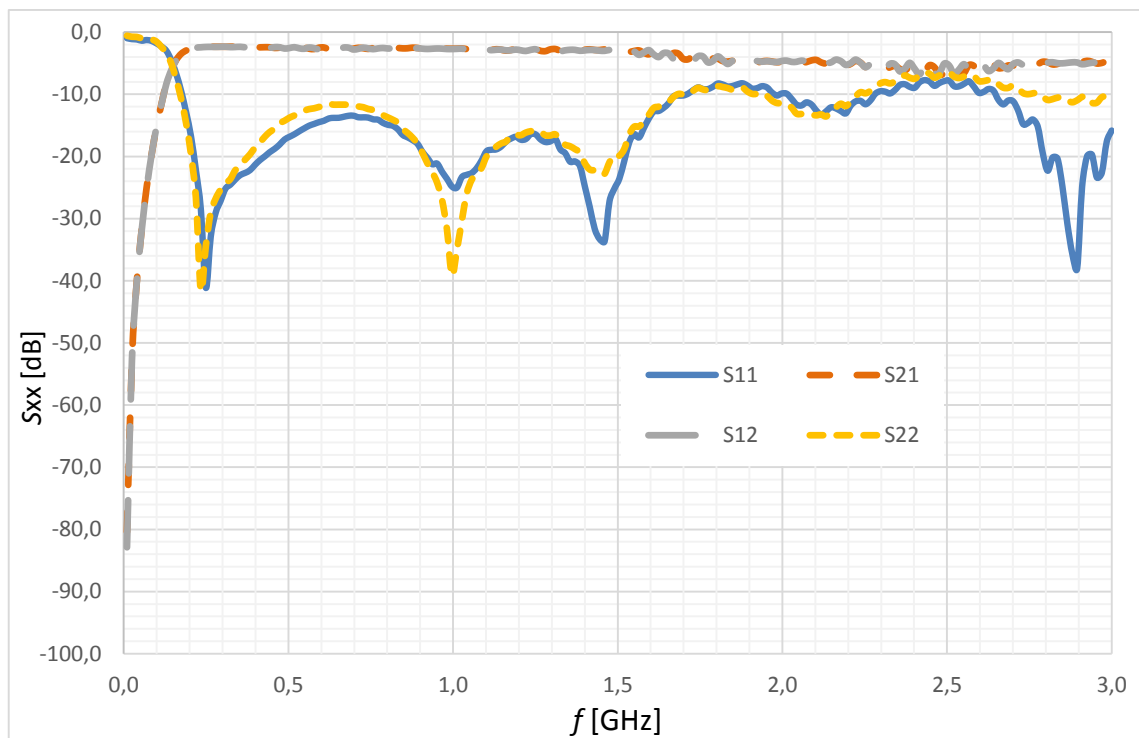
## A.2 Deska plošných spojů s rozdílnou délkou filtračních kanálů



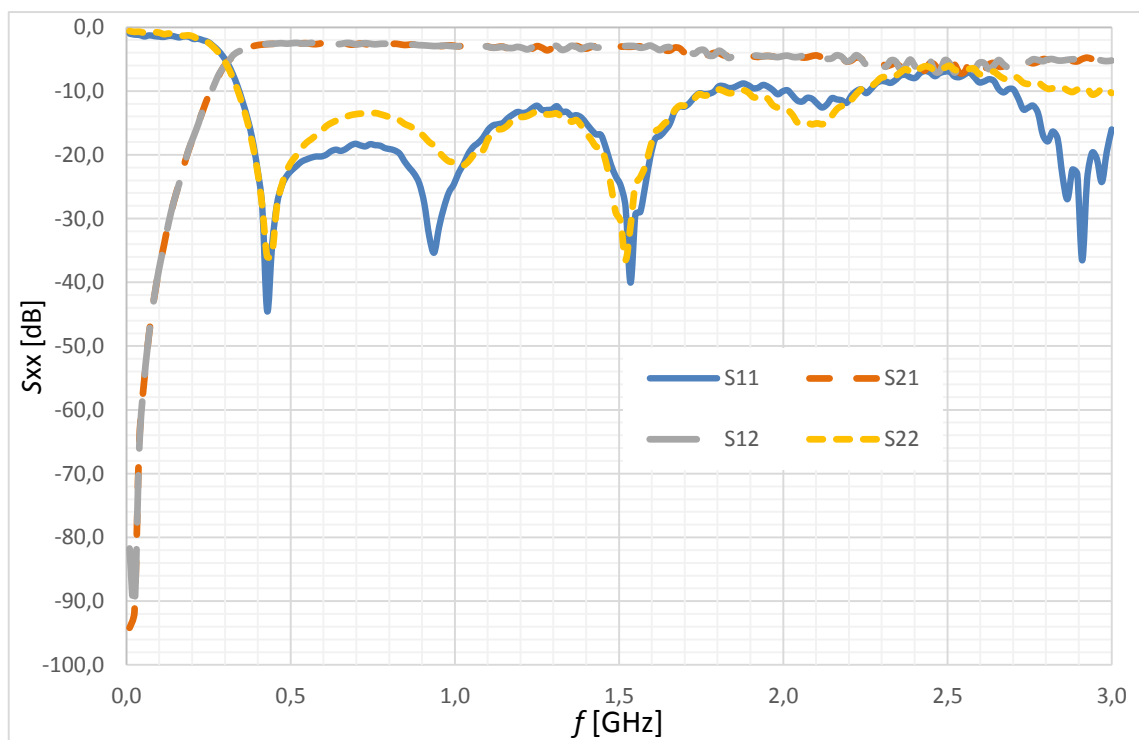
Obrázek A.8 S parametry při stavu „OFF“



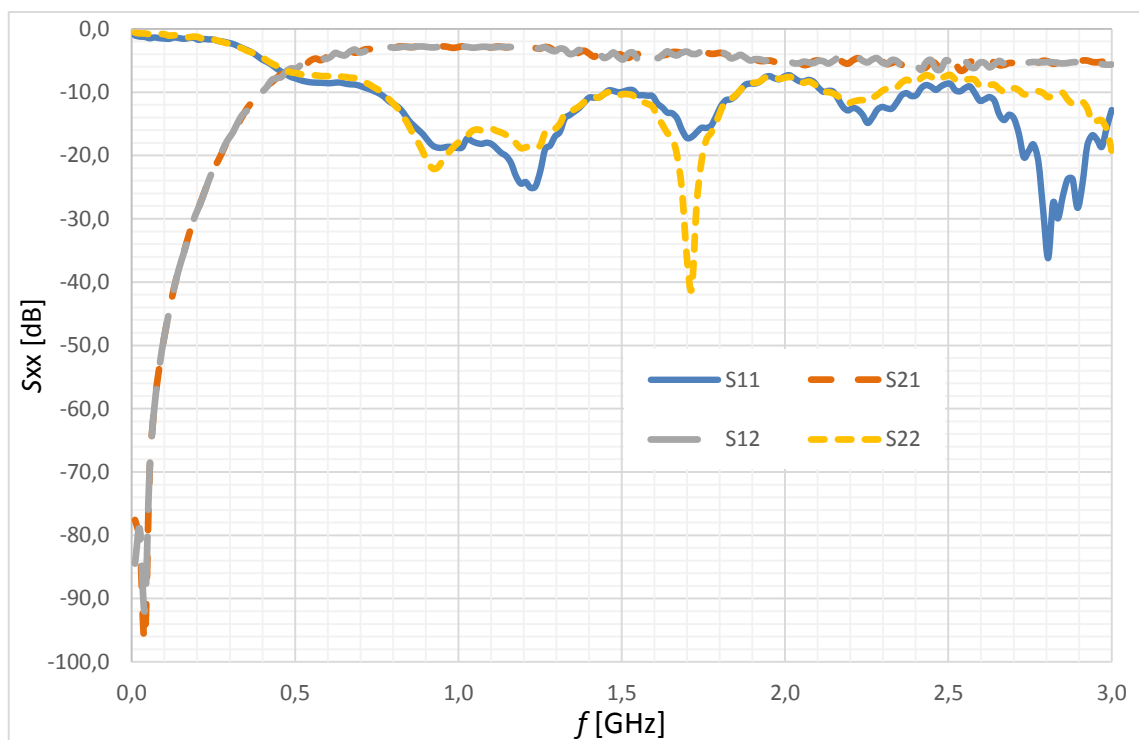
Obrázek A.9 S parametry bez filtrace signálu



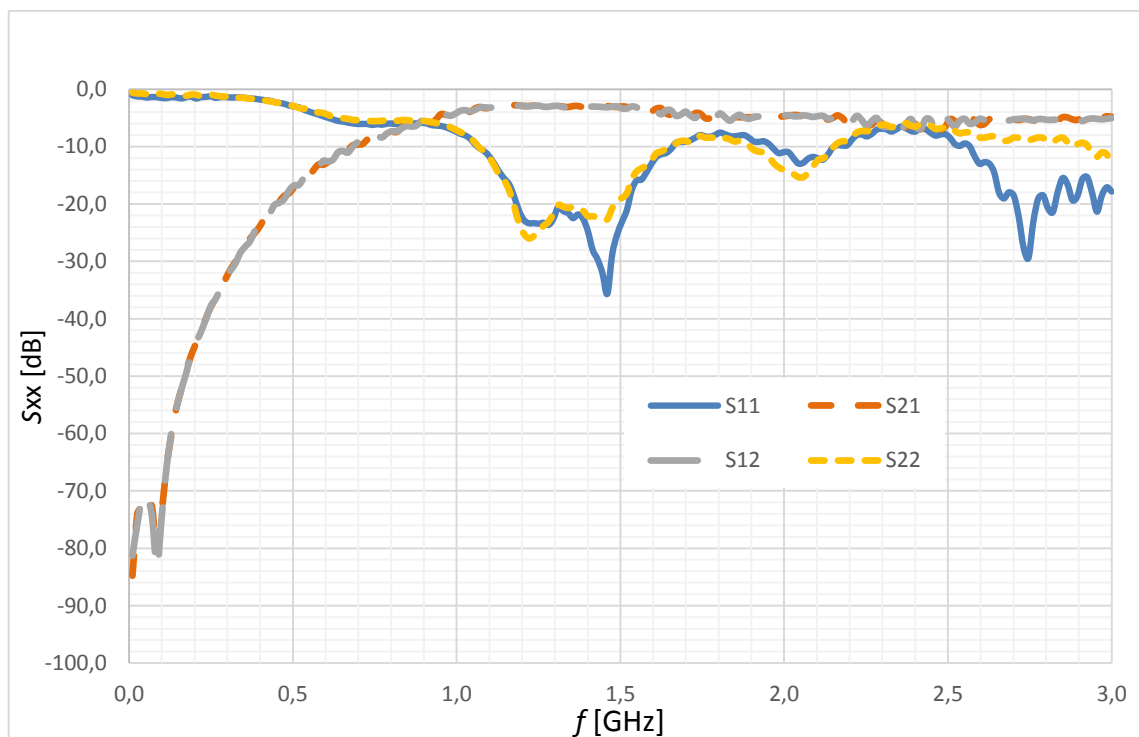
Obrázek A.10 S parametry pro mezní frekvenci 150 MHz



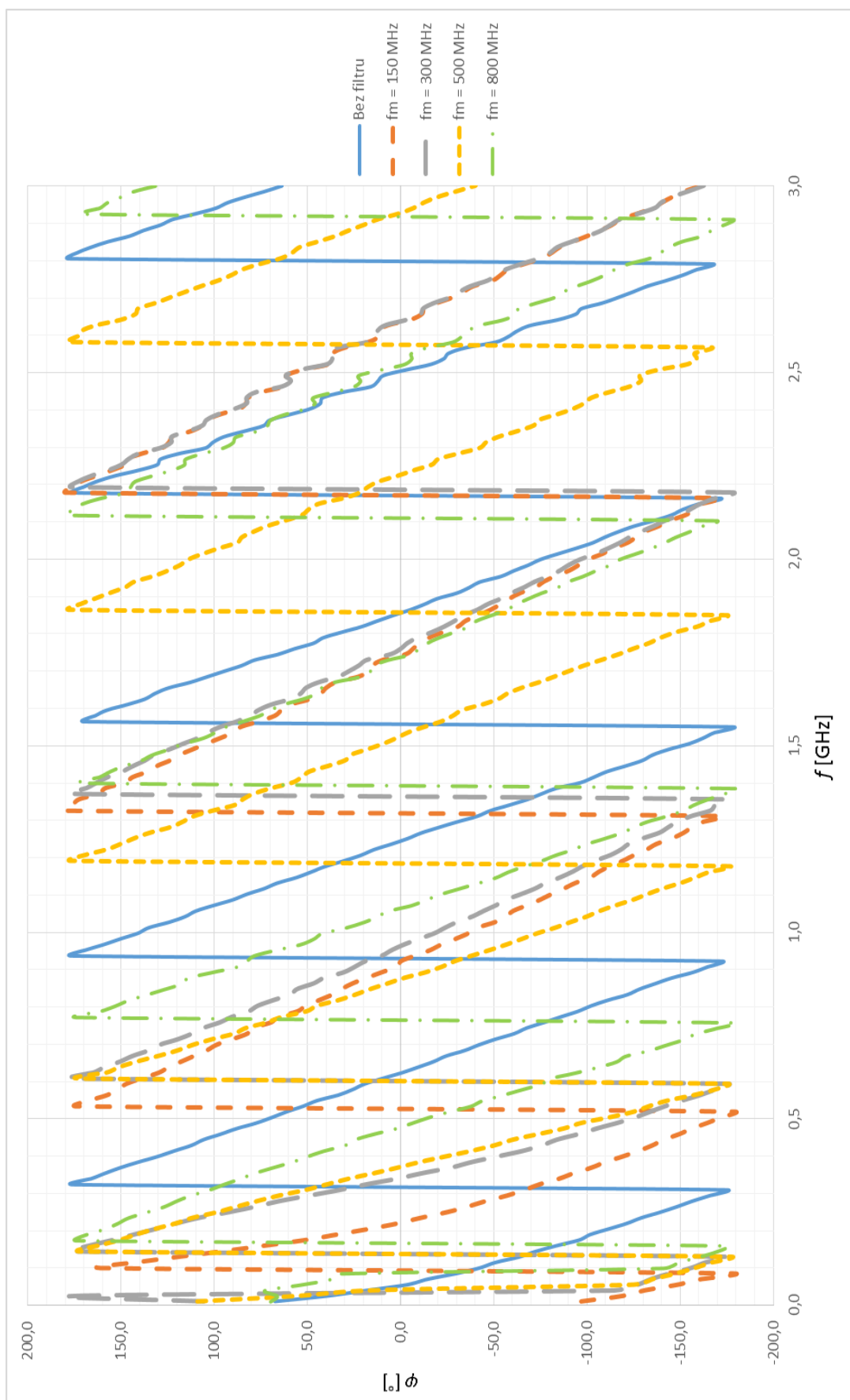
Obrázek A.11 S parametry pro mezní frekvenci 300 MHz



Obrázek A.12 S parametry pro mezní frekvenci 500 MHz



Obrázek A.13 S parametry pro mezní frekvenci 800 MHz

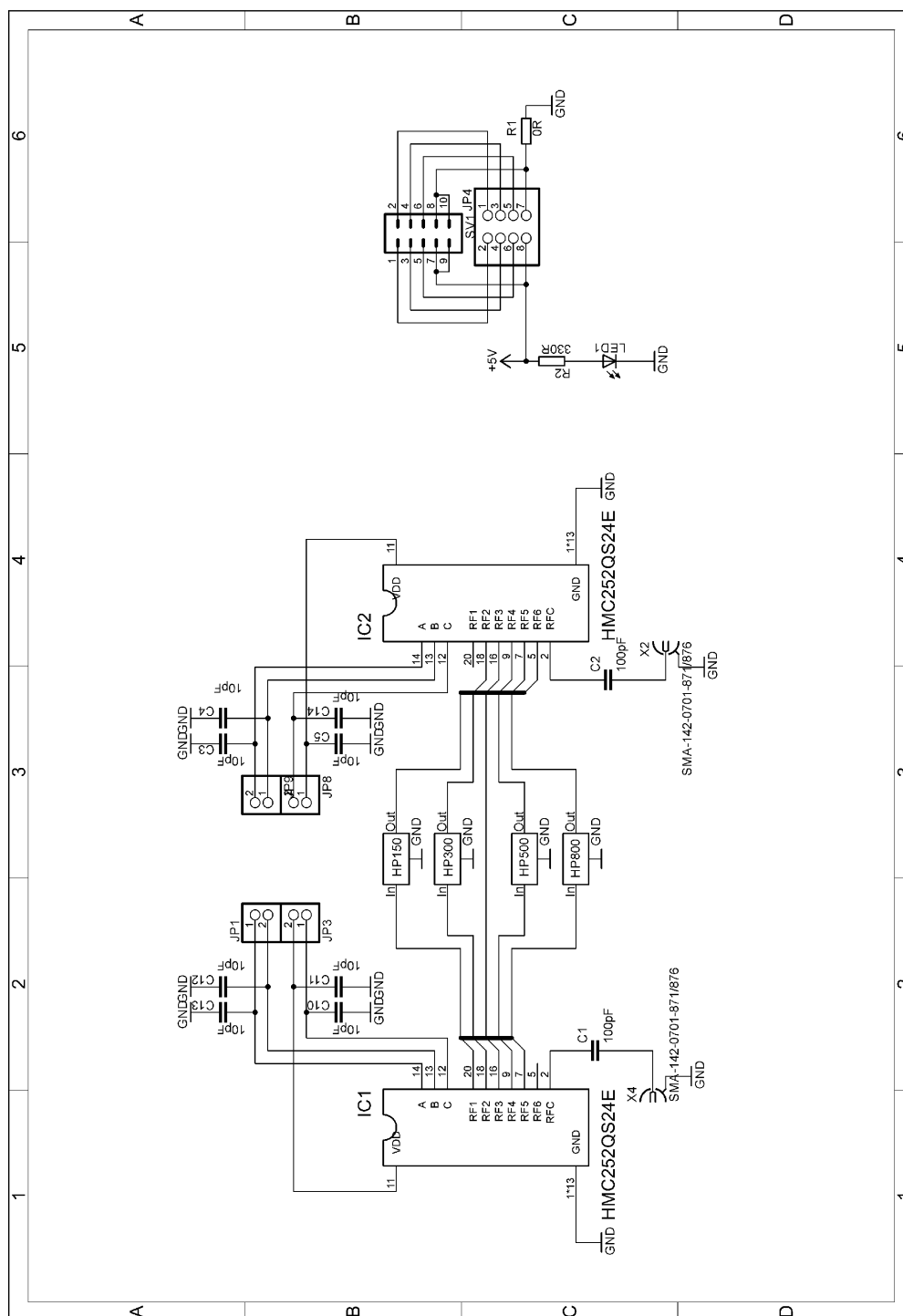


Obrázek A.14 Změna fáze na jednotlivých kanálech

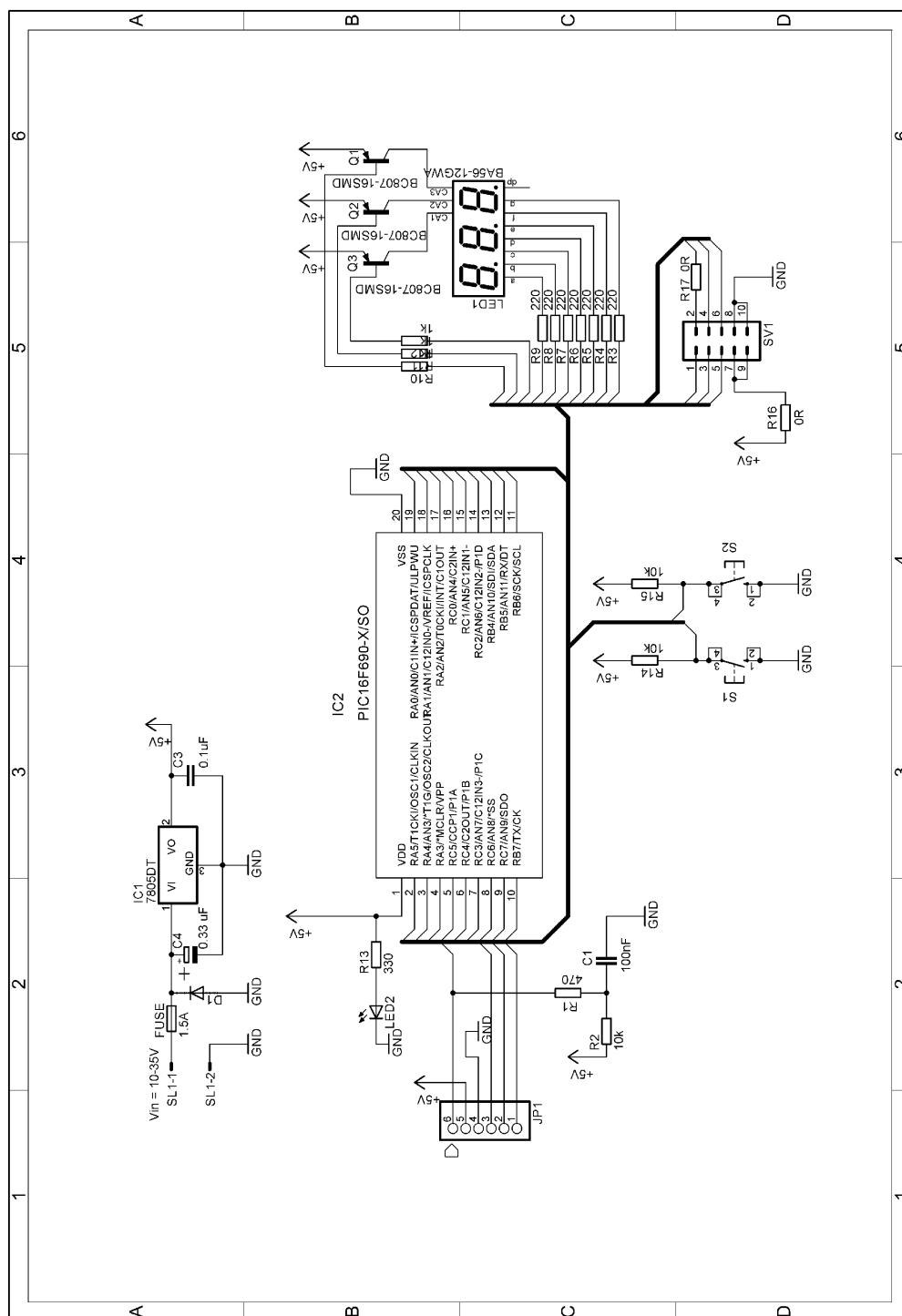


## B NÁVRH ZAŘÍZENÍ

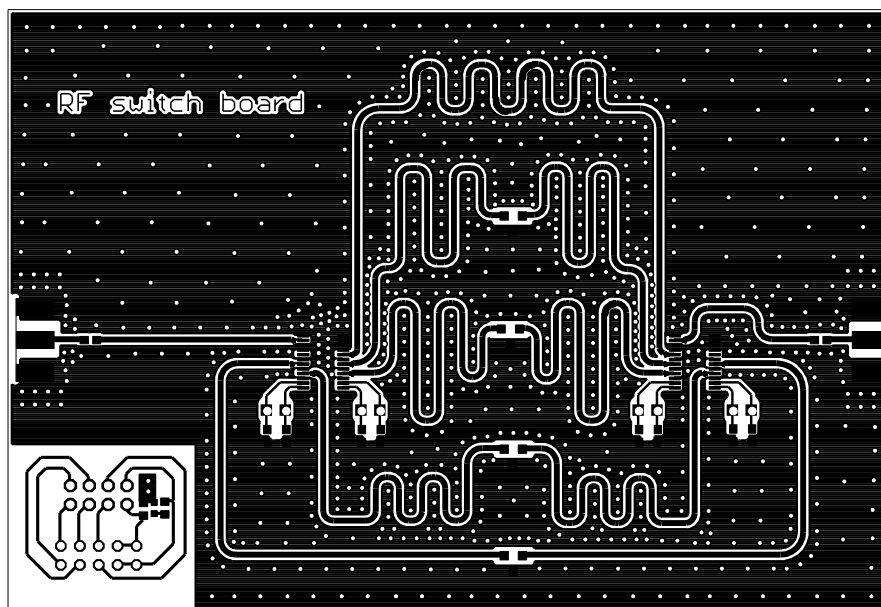
### B.1 Obvodové zapojení přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV



## B.2 Obvodové zapojení řídicího modulu přepínače

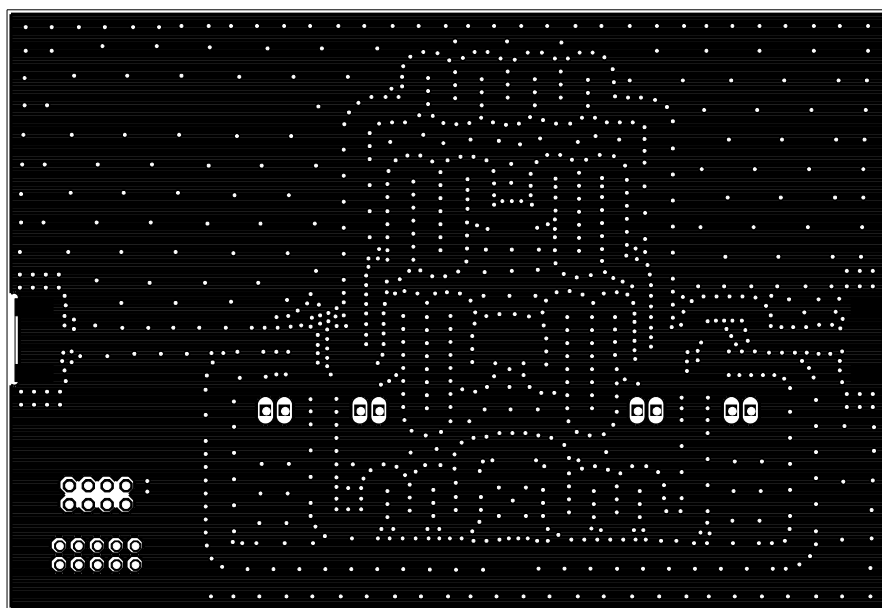


**B.3 Deska plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV (jednotná délka kanálů) – top (strana součástek)**



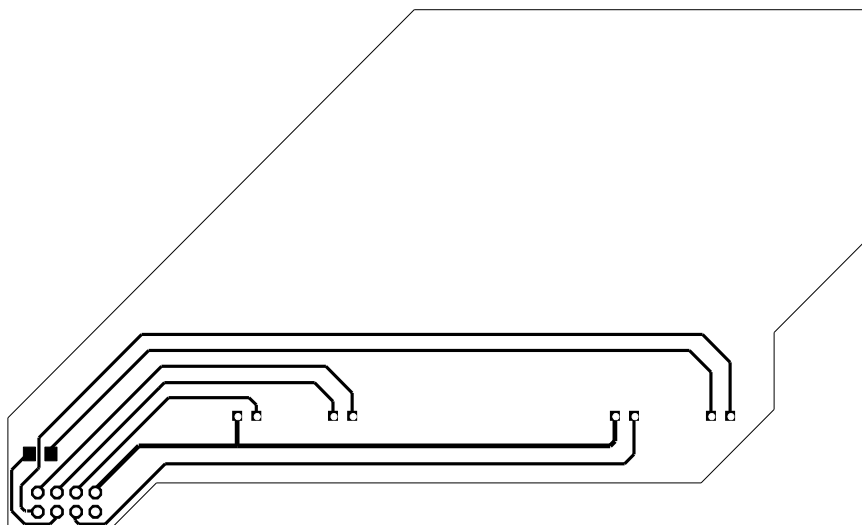
Rozměr desky 81 x 119 [mm], měřítko M1:1

**B.4 Deska plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV (jednotná délka kanálů) – bottom (strana spojů)**



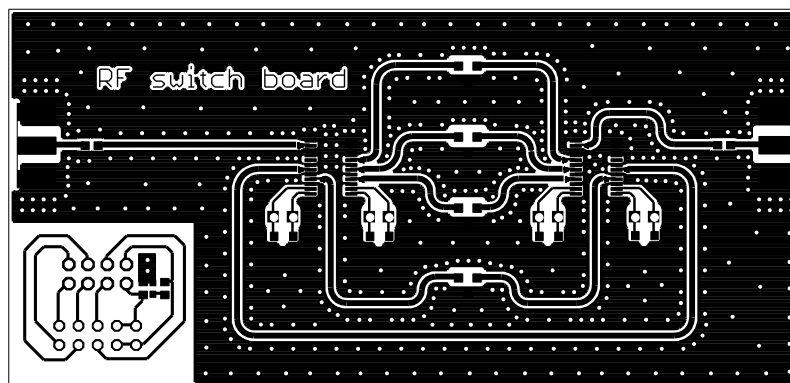
Rozměr desky 81 x 119 [mm], měřítko M1:1

### B.5 Deska plošných spojů up\_boardu (jednotná délka kanálů) – top (strana součástek)



Rozměr desky 69x 114 [mm], měřítko M1:1

### B.6 Deska plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV (rozdílná délka kanálů) – top (strana součástek)



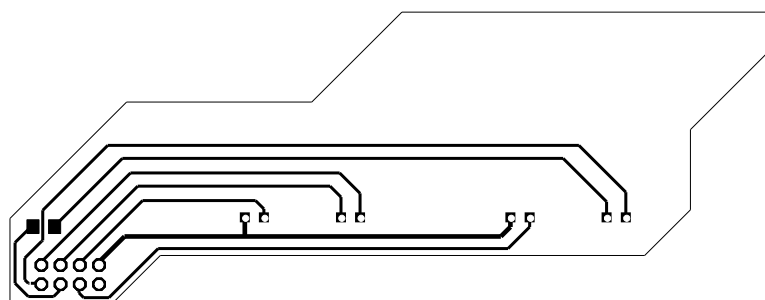
Rozměr desky 50 x 105 [mm], měřítko M1:1

**B.7 Deska plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV (rozdílná délka kanálů) – bottom (strana spojů)**



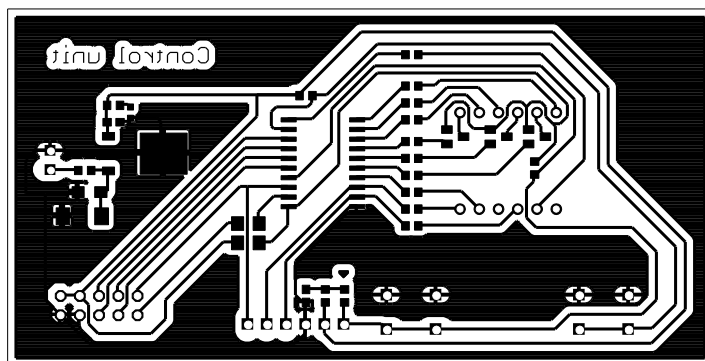
Rozměr desky 50 x 105 [mm], měřítko M1:1

**B.8 Deska plošných spojů up\_boardu (rozdílná délka kanálů) – top (strana součástek)**



Rozměr desky 39 x 101 [mm], měřítko M1:1

## B.9 Deska plošných spojů řídicího modulu přepínače – bottom (strana spojů)



Rozměr desky 47 x 93 [mm], měřítko M1:1

## C SEZNAM SOUČÁSTEK

### C.1 Seznam součástek pro desku plošných spojů přepínatelného filtru signálu v pásmu UKV

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	100 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C2	100 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C3	10 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C4	10 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C5	10 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C10	10 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C11	10 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C12	10 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C13	10 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
C14	10 pF	C0603	Keramický kondenzátor, C0G
HP150	150 MHz	-	S3HP157_L
HP300	300 MHz	-	S3HP307_L
HP500	500 MHz	-	S3HP507_L
HP800	800 MHz	-	S3HP807_L
IC1	HMC252QS24E	QSOP-24	SP6T RF Switch, 3 GHz
IC2	HMC252QS24E	QSOP-24	SP6T RF Switch, 3 GHz
JP1	PINHD-1X2	1X02	PIN HEADER MALE
JP3	PINHD-1X2	1X02	PIN HEADER MALE
JP4	PINHD-2X4	2X04	PIN HEADER MALE
JP8	PINHD-1X2	1X02	PIN HEADER MALE
JP9	PINHD-1X2	1X02	PIN HEADER MALE
LED1	LED	LED0603	GREEN
R1	0R	R0603	Rezistor 0,25W
R2	330R	R0603	Rezistor 0,25W
SV1	ML10	ML10	Konektor
X2	SMA-142-0701-871/876	J502-ND-142-0701-871/876	SMA 50 Ohm, Female
X4	SMA-142-0701-871/876	J502-ND-142-0701-871/876	SMA 50 ohm, Female

## C.2 Seznam součástek pro desku plošných spojů řídicího modulu

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor
C3	100 nF	C0603	Keramický kondenzátor
C4	330 nF	SMC_A	Tantalový kondenzátor, 35V
D1	-	DO214AA	-
Fuse	1,5 A	0603	Tavná pojistka
IC1	7805DT	T0525	Stabilizátor 5V
IC2	PIC16F690	SOIC20	Mikrokontrolér
LED1	BA56-12GWA	BX56-12	3 číslicový 7 seg. displej
LED2	LED	0603	Green
Q1	BC807-16 SMD	SOT23	PNP Tranzistor
Q2	BC807-16 SMD	SOT23	PNP Tranzistor
Q3	BC807-16 SMD	SOT23	PNP Tranzistor
R1	470R	R0603	Rezistor 0,25W
R2	10k	R0603	Rezistor 0,25W
R3 – R9	220R	R0603	Rezistor 0,25W
R10 – R12	1k	R0603	Rezistor 0,25W
R13	330R	R0603	Rezistor 0,25W
R14	10k	R0603	Rezistor 0,25W
R15	10k	R0603	Rezistor 0,25W
R16	0R	R0603	Rezistor 0,25W
R17	0R	R0603	Rezistor 0,25W
S1	-	B3F-10XX	Mikrospínač
S2	-	B3F-10XX	Mikrospínač
SL1	-	02P	Konektor
SV1	-	ML10	Konektor

## C.3 Seznam součástek pro desku plošných spojů up\_boardu

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R0	0R	R0603	Rezistor 0,25W
JP1	PINHD-2X4	2X04	PIN HEADER FEMALE
JP2-JP4	PINHD-1X2	1X02	PIN HEADER FEMALE